SELEZIONE RADIO - TV

di tecnica

1

ARGENTINA	Pesos 135	FRANCIA	Fr. Fr. 4.70	PARAGUAY	Guar. 120
AUSTRALIA	Sh. 12.10	GERMANIA	D. M. 3.85	PERU'	Sol. 42.85
AUSTRIA	Sc. 24.90	GIAPPONE	Yen. 346.80	PORTOGALLO	Esc. 27.60
BELGIO	Fr. Bg. 48	INGHILTERRA	Sh. 6.10	SPAGNA	Pts. 57.70
BRASILE	Crs. 1.200	ISRAELE	L. I. 3.30	SUD - AFRICA	R. 0.80
CANADA	$ Can. 1.20	JUGOSLAVIA	Din. 725	SVIZZERA	Fr. S. 4.15
CILE	Esc. 1.35	LIBIA	L. Lib. 0/345	TURCHIA	L. T. 8.70
DANIMARCA	Kr. D. 6.65	MALTA	Sh. 6.10	URUGUAY	Pesos 10.45
EGITTO	Leg. 0/420	NORVEGIA	Kr. N. 6.90	U.S.A.	$ 1.60
ETIOPIA	$ Et. 2.35	OLANDA	Fol. 3.50	VENEZUELA	Bs. 6.60

Gennaio/Febbraio 1967

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III

LIRE 400

Editore: J.C.E.
Direttore Responsabile: ANTONIO MARIZZOLI

Sped. in abb. post. Gr. III

N. 1 - Gennaio 1967

SOMMARIO

Direzione, Redazione, Ufficio Pubblicità: V.le Matteotti, 66 - Cinisello Balsamo - Milano - Tel. n. 92.89.391 - Amministrazione: Piazza Castello n. 22 - Milano - Autoriz. alla Pubbl. Tribunale di Milano n. 4261 dell'1-3-1957. Stampa: S.Ti.E.M. S. Donato Milanese - Concessionario esclusivo per la diffusione in Italia e all'Estero: SODIP - Via Zuretti, 25 - Telefono 6884251 - Milano - Prezzo della Rivista L. 400, numero arretrato L. 800 - Abbonamento annuo L. 4.000, per l'Estero L. 7.000. I versamenti vanno indirizzati a: Selezione di Tecnica Radio-TV - Viale Matteotti, 66 - Cinisello Balsamo - Milano. C/C Postale 3/40678. Per i cambi d'indirizzo, allegare alla comunicazione l'importo di L. 200, anche in francobolli.

EUROPA 1967 ANNO DELLA TV A COLORI MENTRE IN ITALIA CI PREPARIAMO

Il solo risultato della conferenza di Vienna fu quello di ridurre il numero dei sistemi concorrenti in Europa da tre a due: la Gran Bretagna e i Paesi scandinavi, che prima avevano mostrato propensione per il sistema NTSC, si convertirono al PAL. Perciò i settanta Paesi circa, convenuti alla successiva conferenza di Oslo, hanno avuto da discutere solo sul sistema francese SECAM e su quello tedesco PAL.

Per ora, al SECAM aderiscono la Francia e l'URSS, la Grecia e i Paesi dell'Europa Orientale, nonché la Jugoslavia.

Il PAL, invece, annovera fra i suoi aderenti la Gran Bretagna, la Germania Orientale, la Svizzera, l'Irlanda, i Paesi Scandinavi, l'Olanda, e, possiamo ormai dire, perché è quasi certo, l'Italia. Altri Paesi si sono riservati di prendere una decisione, per cui sarà intensa la propaganda per assicurare la direzione verso l'uno o l'altro sistema. Quasi certamente, i Paesi che non hanno ancora deciso, si divideranno fra i due gruppi.

È curiosa la situazione del Belgio, che finirà col dover adottare entrambi i sistemi. La posizione geografica del paese è tale da poter ricevere le trasmissioni francesi dalla parte dei Valloni e olandesi o tedesche dalla parte dei Fiamminghi. Alle ragioni geografiche si affiancano quelle di natura psicologica.

Per quanto concerne i Paesi extra-europei, a parte gli Stati Uniti che hanno ormai consacrato da anni il loro NTSC, sembra che l'America del Sud abbia tendenza al PAL e che l'Africa Settentrionale, invece, si orienterà verso il SECAM.

Alla conferenza di Oslo non sono mancati episodi singolari. Basti accennare il fatto che alcuni dei Paesi, che hanno già deliberato la loro scelta, sono stati costretti a farlo, magari contro voglia, per neutralizzare un tentativo di compromesso avanzato dalla Francia e dall'URSS.

Questi due Paesi, inaspettatamente, si sono dichiarati disposti ad abbandonare il SECAM III se i Paesi aderenti al PAL si fossero spostati al SECAM IV. Occorre precisare che il SECAM IV è il III rielaborato dai sovietici — e presso

di loro chiamato NIR — che assomiglia al PAL perché usa, nelle trasmissioni, la modulazione di ampiezza.

Tra l'altro, questa iniziativa rappresentava un sacrificio per la Francia, i cui tecnici avevano lavorato per anni sul sistema SECAM III; ma si faceva assegnamento sulla possibilità di instaurare in Europa un sistema unico di televisione a colori.

Molti Paesi incerti fra i due sistemi avevano accolto favorevolmente la proposta franco-sovietica, ma non se ne fece nulla per l'intransigente opposizione sia della Gran Bretagna, sia della Germania Occidentale.

Dunque, dopo tanto parlare che si è fatto e si va facendo di « Europa Unita » in tutti i sensi, la troviamo già disunita nell'adozione del sistema della TV a colori. Per nostra fortuna — dico nostra di noi europei — il « Trapscodape » eviterà una frattura vera e propria fra le due porzioni d'Europa che useranno rispettivamente il SECAM e il PAL. Ci sarà solo qualche difficoltà in più per le conversioni fra i sedici sistemi di trasmissione in bianco e nero che già esistono... In Francia si stanno già fabbricando i televisori a colori, ed è quasi certo che saranno presentati al Salone della Radio-Televisione del settembre 1967. Anche la Germania, la Gran Bretagna e l'Unione Sovietica si danno da fare per il 1967.

Per tutti gli altri Paesi, l'anno primo della televisione a colori sarà più o meno il 1970.

In Italia si incomincerà a pensare alla produzione dopo la scelta definitiva del sistema che, come detto sopra, sarà quasi sicuramente il PAL. La RAI-TV ha sperimentato i tre sistemi in collaborazione con l'Istituto superiore del ministero delle poste e telecomunicazione. Il sistema francese costerebbe meno ma esigerebbe delle modifiche. Il sistema tedesco rappresenta il perfezionamento di quello americano e si adatta bene alla natura orografica del nostro Paese. L'industria nazionale dei televisori avrà bisogno di 18-20 mesi per studiare i piani di conversione degli impianti e le programmazioni. Ma anche le Autorità preposte alla programmazione economica non consentiranno l'ingresso dei televisori a colori fra i beni di consumo prima del 1970: una anticipata e irragionevole corsa all'acquisto del televisore nuovo sarebbe nociva all'economia italiana.

È in fermento, invece, fra i tecnici, il desiderio di apprendere; bisogna riconoscere che codesta animazione di buona volontà è la sola forza capace di sgretolare il muro del tempo e gli ostacoli nati dai grossi interessi e dalla politica: il tecnico appassionato ascolta solo per informazione l'eco delle diatribe fra i giganti, ma prosegue per la sua via verso lo studio e la sperimentazione. In questo modo, il vero tecnico si trova preparato al momento opportuno.

Sensibile alle necessità della folta schiera dei volonterosi, « Selezione di tecnica Radio TV » inizierà, a partire dal numero di febbraio 1967, un facile eppure completo corso a puntate sulla televisione a colori. Tale corso sarà particolarmente utile ai tecnici riparatori e agli studenti e concorrerà in modo assai opportuno ed efficace a colmare la lacuna esistente in Italia nella bibliografia della TV a colori: non tutti, infatti, possono affidarsi a complessi testi, in massima parte, oltre tutto, scritti in lingue straniere.

TELEVISORE SPERIMENTALE A COLORI

In questa rubrica sono state in passato ampiamente illustrati i principi teorici su cui è basata la televisione a colori. A partire da questo numero inizieremo la descrizione di un interessante progetto di un televisore a colori. Il sistema di ricezione è l'N.T.S.C. il quale, essendo il primo in ordine di tempo è quello che meglio si adatta dal punto di vista didattico alla comprensione dei sistemi SECAM e PAL attualmente in fase di sperimentazione in Europa. Al termine di questa serie di articoli descriveremo un « decoder PAL » a valvole da applicare a questo ricevitore.

1. RICEVITORE PER LA TV A COLORI CON EAT SEPARATA

Il ricevitore TV a colori che stiamo per descrivere è equipaggiato con il cinescopio a colori Philips a maschera forata tipo A63-11X. La novità di questo ricevitore è l'alta tensione (EAT) la quale, a differenza dei precedenti progetti, è completamente **separata** dallo stadio finale di riga.

Le prove di questo circuito sono state eseguite su di un normale ricevitore NTSC adattato allo standard europeo di 625 righe. Naturalmente, si sono dovute eseguire delle considerevoli modifiche ai circuiti di deflessione orizzontale e verticale, a quelli della convergenza e all'alimentatore. Ai rimanenti circuiti sono state apportate varianti di poco conto.

I vantaggi di avere una EAT separata possono essere illustrati in questa maniera: le fluttuazioni dell'EAT influiscono sulla luminanza ottenibile, sulla resa del colore e sulla convergenza. La stabilizzazione dell'EAT si rende quindi necessaria allo scopo di rendere tale tensione indipendente dalle variazioni della corrente del raggio e da quelle della tensione di alimentazione. Infatti, soltanto in questo modo è possibile aumentare la corrente del raggio fino al valore limite corrispondente al « blooming » del punto luminoso e di conseguenza si potranno tollerare con la massima sicurezza picchi di corrente da 5 a 7 mA. (Questi picchi si verificano nelle zone molto luminose).

Nel sistema descritto è stato incorporato uno speciale circuito di reazione in c.a. che assicura un'elevata uniformità di tensione del generatore dell'EAT anche quando si verificano gli anzidetti picchi di corrente, eliminando in questa maniera la sfocalizzazione e la distorsione. (È pur sempre vero però che in un ricevitore nel quale sono associati il generatore dell'EAT e il circuito di deflessione di riga, l'impiego di un « regolatore in parallelo »

consente di ottenere fino a correnti del raggio dell'ordine di 1,5 mA. Ad ogni modo, oltre questo limite di corrente, l'EAT e la tensione per la scansione della riga, appena il condensatore dell'EAT rimane scarico, scendono improvvisamente a valori troppo bassi).

Essendo il generatore dell'EAT completamente separato dal circuito di deflessione di riga, quest'ultimo non avrà nessuna « bobina dell'EAT »; alla scansione della riga si potrà quindi dare un'eccellente linearità. L'accordo sulla « terza armonica » inoltre introdotto nei circuiti senza generatore di EAT separato produce necessariamente una « modulazione di velocità » nella deflessione del raggio elettronico. Questa distorsione dell'immagine è conosciuta come « effetto cortina ».

Le alimentazioni del generatore dell'EAT e dei circuiti di deflessione di questo ricevitore sono completamente separate. Grazie a questa separazione, la notevole fluttuazione del carico del generatore dell'EAT non potrà produrre analoghe fluttuazioni di tensione in altre parti del ricevitore. Siccome poi il circuito dell'EAT assorbe al massimo 320 mA (e cioè meno di quello che può erogare l'alimentatore) è stato possibile alimentare, sempre con questo stesso alimentatore, anche l'amplificatore audio il quale, com'è noto, non risente delle variazioni della tensione di alimentazione.

Altri vantaggi derivanti dall'impiego di un generatore separato dell'EAT sono i seguenti:

a) assenza di un « regolatore in serie » che, com'è noto, rappresenta sempre una pericolosa sorgente di raggi X;

b) facilità con cui possono essere effettuati studi e misure sul generatore dell'EAT e sui circuiti di deflessione.

Anche la **deflessione** e la **convergenza** sono state migliorate considerevolmente in questo ricevitore. In un circuito per la deflessione verticale con controreazione « di tensione », la tensione di correzione della deformazione a cuscino influisce notevolmente sulla tensione di pilotaggio della valvola finale; per questo motivo si devono prendere speciali precauzioni atte ad assicurare una buona linearità verticale. Conseguenza: la messa a punto sarà molto difficoltosa. Per ovviare a questo inconveniente si è usato nel circuito di deflessione di quadro di questo ricevitore una controreazione « di corrente » che ha consentito di semplificare considerevolmente la messa a punto del circuito.

È stato dimostrato che la stabilizzazione dei circuiti di deflessione contro le fluttuazioni della tensione di rete riveste particolare importanza nei ricevitori TV a colori; ciò a motivo della stretta dipendenza della qualità dell'immagine dalla stabilità delle correnti di scansione.

In particolare, l'ampiezza della scansione di quadro ha una notevole influenza sulla convergenza verticale, e per questo motivo si dovranno prendere precauzioni atte ad assicurare una buona costanza della scansione di quadro. Ciò spiega appunto la necessità di stabilizzare in maniera efficace il valore medio della corrente della valvola finale di quadro.

Per facilitare la corretta messa a punto di questo ricevitore, indicheremo per ultimo la sequenza delle operazioni di messa a punto da noi raccomandata.

2. SCHEMA A BLOCCHI DEL RICEVITORE

Innanzitutto illustreremo brevemente il funzionamento del ricevitore facendo riferimento allo schema a blocchi di fig. 1.

Dopo aver attraversato il selettore di canali e l'amplificatore della F.I., il segnale viene applicato a due circuiti rivelatori:

uno serve per ottenere i segnali di luminanza e di crominanza, l'altro per ottenere il segnale F.I. audio. Questo rivelatore della F.I. audio serve anche per rivelare il segnale di disturbo da applicare (in polarità invertita) al separatore dei sincronismi e al circuito del C.A.G. per la sua soppressione.

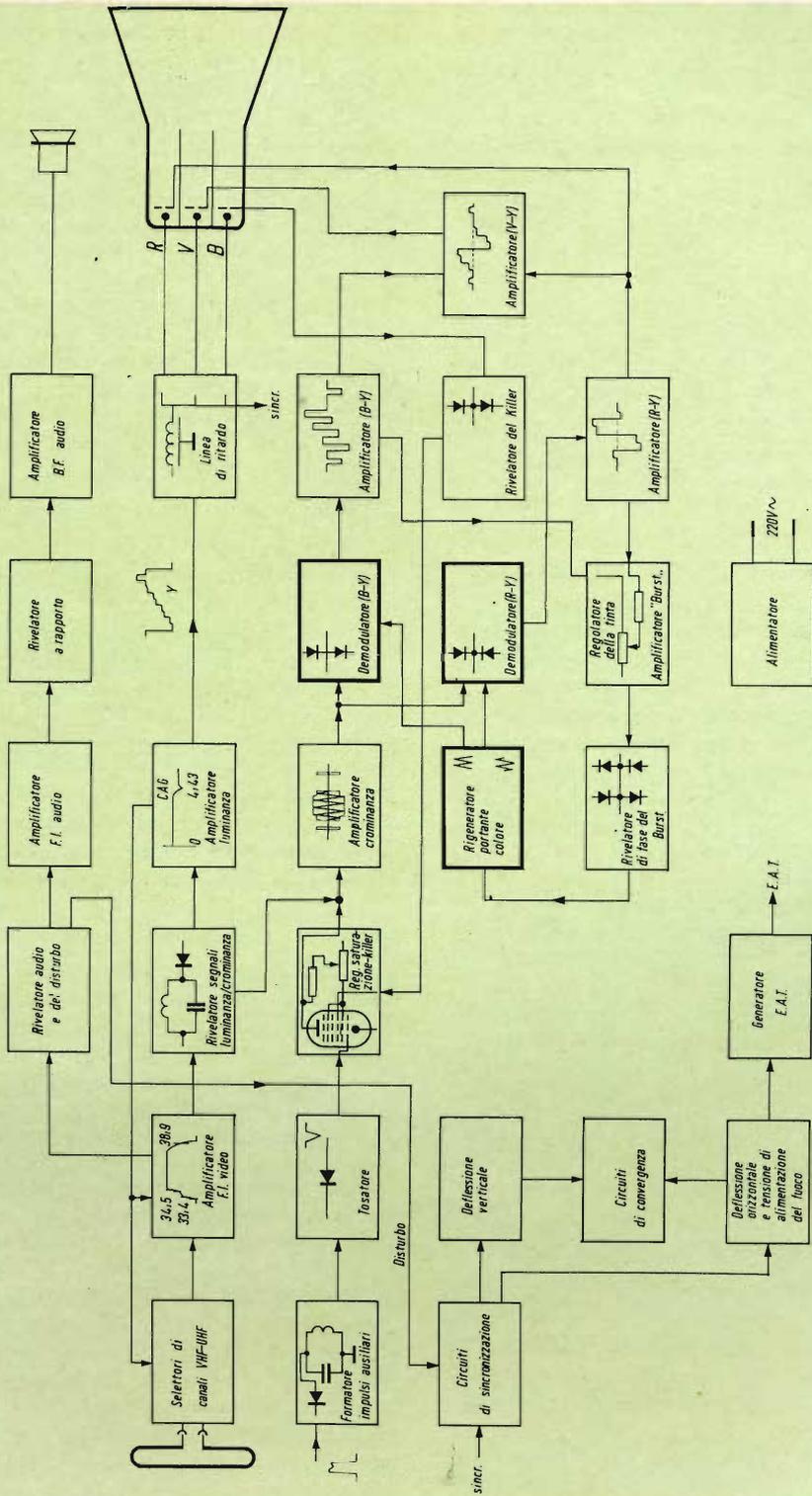



Fig. 1 - Schema a blocchi del televisore a colori sperimentale.

2.1. Il circuito di luminanza

Il segnale di luminanza amplificato viene applicato:

1) ai catodi del cinescopio

2) alla valvola rivelatrice del C.A.G.

3) al separatore degli impulsi di sincronismo.

Questo stadio amplificatore del segnale di luminanza è identico al corrispondente stadio amplificatore del segnale video di un ricevitore TV bianco e nero ad eccezione della **linea di ritardo** che, nel caso del televisore a colori, è inserita nel circuito anodico dell'amplificatore.

2.2. Il circuito di crominanza

Il segnale di crominanza viene amplificato a parte e applicato a due demodulatori sincroni. In questi circuiti viene **riinserita** la sottoportante del segnale di crominanza. Tale sottoportante, com'è noto, non viene trasmessa ma il suo ripristino è reso necessario nel ricevitore allo scopo di riottenere i segnali differenza di colore trasmessi, e cioè, R-Y e B-Y.

La sottoportante viene generata da un oscillatore locale controllato a quarzo. Lo spostamento di 90°, necessario per le due sottoportanti è ottenuto mediante un trasformatore passa-banda a doppio accordo. All'uscita dei due demodulatori si ottengono i due **segnali differenza di colore**, rispettivamente R-Y e B-Y. Questi segnali vengono nuovamente amplificati e applicati alle griglie controllo dei cannoni elettronici rispettivamente del « rosso » e del « blu ».

Con i precedenti segnali R-Y e B-Y si ottiene mediante un **circuito matrice**, il segnale differenza di colore del verde, e cioè V-Y. Questo terzo segnale dopo essere stato opportunamente amplificato viene applicato al cannone del « verde » del cinescopio.

Il segnale di crominanza contiene, come è noto, il « burst » (segnale di sincronismo del colore), formato da 8 ÷ 11 cicli alla frequenza della sottoportante del colore.

Questi cicli (burst) vengono **trasmessi** subito dopo gli impulsi di sincronismo di riga. Essi servono per **sincronizzare** l'oscillatore locale della sottoportante e a tenerlo strettamente in fase con la sottoportante non trasmessa. Questi segnali di sincronismo possono essere separati dal segnale di crominanza e anch'essi **rivelati** in un demodulatore sincrono. La tensione continua di uscita di questo demodulatore viene applicata ad una valvola a reattanza che, a sua volta, può controllare la frequenza dell'oscillatore locale della sottoportante.

Al posto di separare prima il burst dal segnale di crominanza e poi rivelarlo, è possibile anche fare il contrario. È appunto questo secondo metodo che è stato adottato in questo ricevitore. Per questo scopo si usa il segnale del demodulatore del segnale (R-Y); qui il burst deve produrre un'uscita zero per il fatto che la sua fase è in quadratura con il vettore (R-Y). Pertanto, qualsiasi deviazione dalla corretta fase dell'oscillatore della sottoportante si tradurrà in un segnale di uscita del burst di segno negativo o positivo. L'uscita del burst dopo essere amplificata, viene selezionata nel tempo dal segnale demodulato differenza di colore (R-Y) e trasformata dal circuito rivelatore della fase del burst in una tensione di controllo c.c. per la valvola a reattanza.

Rispetto al sistema prima descritto, questo secondo circuito ha il vantaggio di poter semplificare l'amplificatore del burst in quanto quest'ultimo viene a lavorare ad una frequenza bassa.

Non si richiedono infatti bobine di accordo e di conseguenza la messa a punto in sede di costruzione e di assistenza del ricevitore risulta semplificata. Il circuito controlla la fase della demodulazione usando un segnale di riferimento preso direttamente dagli amplificatori del segnale differenza di colore; di conseguenza, il disaccordo o il drift dei circuiti accordati dell'amplificatore di crominanza e dell'oscillatore della sottoportante hanno poca influenza sulla fase.

2.3. Regolazione della tinta del colore

È prevista una regolazione della tinta per consentire al telespettatore di « ritoccare » il colore dell'immagine.

Infatti, quando si agisce su questa regolazione non si fa altro che **aggiungere o sottrarre** un certo valore dell'uscita del rivelatore (B-Y) **dal segnale differenza di colore** usato come fase di riferimento e prelevato dal rivelatore (R-Y). Di conseguenza, l'uscita del burst nel segnale di riferimento non sarà più zero e le fasi dei due segnali di colore demodulati varieranno al punto tale che l'uscita del burst nel segnale di riferimento diventerà nuovamente zero.

2.4. Regolazione della saturazione

Deve essere inoltre prevista anche la possibilità da parte dell'osservatore di regolare il grado di saturazione del colore. Ciò si ottiene variando **la pendenza** dell'amplificatore di crominanza.

Siccome questa regolazione non deve variare **l'ampiezza** del burst si provvede ad applicare alla griglia controllo dell'amplificatore di crominanza anche un segnale a forma di impulso a frequenza di riga. L'ampiezza di questo impulso può essere variata mediante il regolatore della saturazione. La porzione negativa di questo impulso ha la durata di una riga di scansione. Il picco positivo coincide invece con il burst, ed è mantenuto ad un livello costante da un diodo « clamping ». In questa maniera, variando l'ampiezza dell'impulso, la tensione di polarizzazione di griglia viene ad essere modificata solo durante l'informazione del colore.

Questi impulsi vengono forniti dagli impulsi di ritorno di riga in questa maniera. Un circuito accordato su una frequenza doppia di quella di ritorno di riga provvede a fornire un periodo di un'onda sinusoidale compreso entro il tempo stesso di ritorno di riga. Durante il tempo di scansione il circuito viene smorzato mediante un diodo. La seconda metà di queste onde sinusoidali **coincide con il burst.** Questa semionda viene tosata da un altro diodo e successivamente amplificata da un eptodo. Quest'ultimo possiede resistori di carico sia nel circuito anodico che nel circuito di griglia schermo; tali resistori sono dimensionati in modo tale che una porzione variabile dell'impulso presente sulla griglia schermo può essere applicata alla griglia controllo dell'amplificatore di crominanza.

2.5. Il « killer » del colore

Il bloccaggio del canale del colore (color killing) si può ottenere aumentando la ampiezza degli impulsi sopracitati in maniera da bloccare durante il periodo di scansione l'amplificatore di crominanza. Ciò si ottiene in questa maniera.

La tensione della terza griglia dell'eptodo viene controllata dal rivelatore del « killer del colore » e gli impulsi sull'anodo vengono aggiunti a quelli della griglia schermo. Quando non si riceve il colore, la tensione su g3 è zero, e di conseguenza gli impulsi presenti sull'anodo hanno una ampiezza tale da bloccare durante il tempo della scansione, l'amplificatore di crominanza. Nel caso invece in cui venga ricevuto un segnale di colore, il rivelatore del killer produce una tensione negativa su g3 che impedisce il fluire della corrente

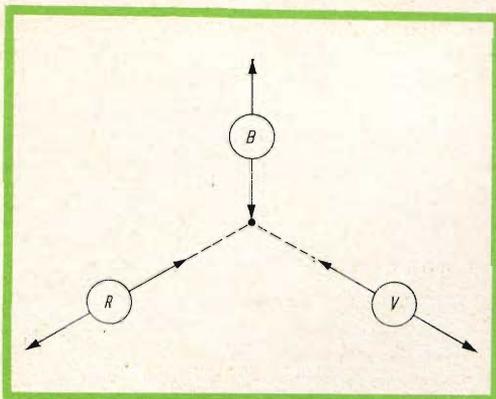



Fig. 2 - Spostamento radiale dei punti luminosi verde, rosso e blu.

anodica. In questo caso, vengono applicati all'amplificatore di crominanza solo gli impulsi regolabili presenti sulla griglia schermo.

2.6. L'audio

Il segnale audio intercarrier non può essere ricavato dal rivelatore del segnale di luminanza e di crominanza in quanto per impedire il battimento di interferenza tra i segnali audio e di crominanza, il segnale FI audio (33,4 MHz) viene considerevolmente attenuato. Per questo motivo, il segnale audio intercarrier viene ricavato da un rivelatore che viene usato anche per rivelare i segnali di disturbo. Questo segnale intercarrier viene successivamente amplificato e rivelato nella maniera solita.

2.7. Circuiti di sincronizzazione, di deflessione e di convergenza

I circuiti per la sincronizzazione lavorano pressoché alla stessa maniera di quelli impiegati nei ricevitori TV monocromatici. Quanto ai circuiti di deflessione si deve tener presente che per il corretto funzionamento del cinescopio a maschera da 90° essi dovranno essere completati di alcuni circuiti particolari. Oltre infatti alla normale **unità di deflessione**, si richiede **l'unità di convergenza** formata da tre distinti sistemi magnetici che provvedono alla deflessione statica e dinamica (secondo funzioni di tempo di forma parabolica e a dente di sega) alle frequenze rispettivamente di riga e di quadro. I corrispondenti punti luminosi, rosso, verde e blu vengono in questo modo spostati in due differenti direzioni, come indicato in fig. 2. Una unità separata di convergenza laterale del raggio del blu provvede ad effettuare uno spostamento statico e dinamico in senso orizzontale del punto luminoso blu in modo da pervenire su punti comuni di intersezione lungo la riga di scansione. I segnali richiesti da applicare alle sette bobine di convergenza vengono prelevati dagli stadi finali rispettivamente di riga e di quadro.

La correzione del raster viene effettuata modulando la deflessione di riga mediante una forma d'onda parabolica a frequenza di quadro e sovrapponendo sulla deflessione di quadro onde paraboliche a frequenza di riga modulate da un dente di sega a frequenza di quadro.

Il carico imposto dal cinescopio al generatore dell'EAT è molto più elevato di quello di un ricevitore monocromatico ed oltre a ciò anche la stabilità della tensione di uscita dell'EAT deve essere molto più rigorosa. Questo è il motivo per cui in questo ricevitore si è provveduto a separare la sorgente dell'EAT dallo stadio finale di riga. L'uscita separata dell'EAT è pilotata dallo stadio finale di riga attraverso uno stadio separatore che protegge il circuito di deflessione contro eventuali reazioni dell'uscita dell'EAT.

La tensione di 25 kV è ottenuta nella solita maniera, e cioè, usando i picchi di ritorno di riga presenti ai capi della bobina dell'EAT del generatore a dente di sega. Un circuito di controllo provvede a stabilizzare l'EAT molto efficacemente.

(continua)

L. C.

(Da «A. I. Philips» 238)

Alcuni giroscopi, usati in sistemi antistabilizzanti, si sono rivelati molto adatti anche per applicazioni tra strumenti di navigazione di piccoli battelli e per impianti servocomandati per la stabilizzazione del puntamento di cannoni semoventi. Le loro dimensioni sono sorprendenti: 28 mm di diametro, 64 mm di lunghezza. Il rotore ha una velocità di rotazione di 24.000 giri/min. ed è guidato da un motore trifase a isteresi, alimentato a 26 V - 400 Hz; la linearità è migliore del 2% ed il funzionamento è garantito senza revisioni per 3000 ore.

AMPLIFICATORI BF
CON STADIO FINALE A SIMMETRIA COMPLEMENTARE

È un'interessante serie di amplificatori che potrà soddisfare le esigenze di una vasta cerchia di lettori. L'assenza del trasformatore finale rende molto spedita la realizzazione di questi amplificatori.

Gli amplificatori descritti sono stati progettati per essere alimentati con una tensione di 30 V e sono quindi adatti per il collegamento alla tensione rete-luce. Negli amplificatori alimentati mediante batterie lo stadio finale in classe B viene di regola impiegato a causa del ridotto consumo di corrente. Negli amplificatori alimentati dalla rete questa necessità non esiste e quindi verrebbe da pensare che per simili amplificatori uno stadio in classe A sarebbe l'ideale anche perché esso non presenta distorsioni a bassi livelli di pilotaggio come invece si verifica in uno stadio finale in classe B. Ciononostante ci sono buone ragioni per preferire lo stadio finale in controfase classe B anche negli amplificatori alimentati dalla tensione di rete.

Il funzionamento in classe B consente per prima cosa di ricavare la massima potenza offerta da un dato transistor. Pertanto, per un dato valore di potenza di uscita possono essere impiegati transistor di dimensioni più ridotte e di costo più basso. Inoltre, la minore potenza dissipata consente di impiegare radiatori di dimensioni più ridotte.

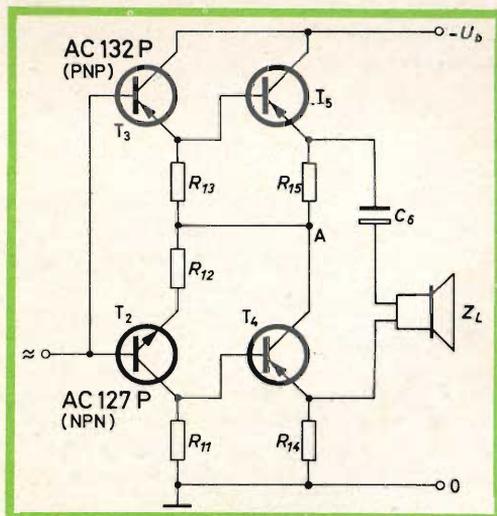



Fig. 1 - Schema illustrante il principio di funzionamento degli stadi sfasatore e finale.

La nuova tecnica degli stadi finali « senza ferro » permette di progettare stadi finali in controfase senza trasformatore finale inoltre, l'impiego dei transistor complementari PNP-NPN consente di fare a meno anche del trasformatore pilota.

Con l'eliminazione del trasformatore finale, non si verificano più le rotazioni di fase alle basse e alle alte frequenze e di conseguenza possono essere impiegati valori più elevati di controreazione.

Impiegando uno stadio finale in classe B, si ha il vantaggio che con gli stessi componenti di filtraggio della tensione di rete usati per un analogo stadio in classe A si ottiene in corrispondenza di bassi valori di pilotaggio, un più basso livello della tensione alternata di rete (ronzio). Ciò dipende anche dalla resistenza di uscita dello stadio in controfase in classe B che è più elevata a causa della più piccola corrente di riposo.

I tre amplificatori sono stati progettati in base allo stesso principio; essi sono infatti costituiti da uno stadio **preamplificatore**, seguito da uno stadio **sfasatore** equipaggiato con una coppia di transistor complementari montati in un circuito in controfase classe B; segue lo stadio **finale** equipaggiato con due transistor PNP di potenza anch'essi montati in un circuito in controfase classe B. I tre stadi sono accoppiati tra loro in c.c.

Il funzionamento dello stadio sfasatore e dello stadio finale può essere facilmente spiegato facendo riferimento alla fig. 1. Agli effetti della componente continua T_2 e T_3 e corrispondentemente T_4 e T_5 risultano collegati in serie. Agli estremi di ciascuno di questi transistor viene quindi a trovarsi metà del valore della tensione di alimentazione.

I due transistor dello stadio sfasatore lavoranti in classe B vengono pilotati dallo stadio preamplificatore con un segnale di fase identico per entrambi. Il transistor NPN, T_2 amplifica solo la semionda **positiva** del segnale d'ingresso mentre il transistor PNP, T_3 amplifica solo la semionda **negativa**.

Quando uno di questi transistor conduce, l'altro risulta bloccato; ciascun transistor sfasatore pilota, a sua volta, quando è in conduzione, il corrispondente transistor finale portando anch'esso in conduzione.

I transistor finali, quindi, una volta l'uno una volta l'altro, condurranno al ritmo della tensione alternata di pilotaggio; il valore della tensione nel **punto di mezzo A**, trascurando i valori di riposo, andrà durante la semionda positiva da 0,5 V_B a zero mentre durante la semionda negativa andrà da 0,5 V_B fino a V_B. Il valore della tensione del punto di mezzo dello stadio finale (punto A) in assenza di segnale, viene scelto per tutti e tre gli amplificatori in modo da ottenere la massima potenza di uscita e cioè in modo che la limitazione si verifichi simmetricamente per le due semionde.

Per ottenere alle frequenze elevate il perfetto bloccaggio ora dell'uno ora dell'altro dei due transistor finali, l'altoparlante non viene collegato tra il punto A e la massa (come di solito si fa) ma tra gli emettitori dei due transistor finali. La corrente del carico scorre infatti attraverso il resistore di emettitore del transistor finale bloccato per cui l'emettitore di quest'ultimo risulta negativo rispetto alla base e il transistor riceve in questa maniera una ulteriore tensione di bloccaggio. Per il transistor che conduce, questo resistore di emettitore ha poca importanza in quanto non essendo attraversato dalla corrente del carico non può prodursi ai suoi estremi nessuna tensione di controreazione.

La qualità della resa sonora degli amplificatori descritti non è legata ad un particolare valore dell'impedenza dell'altoparlante in quanto, dato il valore elevato della controreazione la resistenza di uscita è molto bassa. Un valore dell'impedenza dell'altoparlante più elevato di quello nominale ha per conseguenza solo un valore più basso della potenza di uscita mentre non produce alcun superamento dei valori limite dei parametri dei transistor finali; corrispondentemente il valore più basso di quello nominale dell'impedenza dell'alto-

parlante viene fissato dal massimo valore ammesso della corrente di collettore dei transistor finali.

Come alimentatore serve allo scopo un classico circuito a ponte con un condensatore di carica da 1000 a 2000 µF. Per impedire che in assenza di pilotaggio la tensione di alimentazione salga bruscamente può essere opportuno porre in parallelo al condensatore di carica un resistore di « precarico ». Nonostante che negli amplificatori in classe B il consumo di corrente dipenda dal pilotaggio non si richiede che l'alimentatore abbia una resistenza interna più piccola (trasformatore più grande) di quella necessaria per gli alimentatori di amplificatori in classe A, in quanto nella normale riproduzione della musica o del parlato la massima potenza è richiesta solo nei picchi di pilotaggio e cioè solo per brevi istanti. Per questi brevi periodi è sufficiente l'energia fornita dal condensatore di carica. Si tenga inoltre presente che il consumo di corrente di un brano musicale anche a pieno pilotaggio corrisponde solo a circa 1/3 del consumo di corrente che si ha quando si dà il massimo pilotaggio con una nota sinusoidale.

Le fluttuazioni della tensione di alimentazione producono anch'esse distorsione. Per questo motivo, quando si desidera una resa di ottima qualità è consigliabile alimentare l'amplificatore con una sorgente di tensione stabilizzata. Deve essere comunque assicurato che, in caso di mancanza di pilotaggio o di sovratensione di rete non vengano superati i valori di tensione specificati.

AMPLIFICATORE DA 3,4 W

In fig. 2 è riportato l'amplificatore da 3,4 W. L'amplificazione di tensione degli stadi sfasatore e finale è inferiore all'unità; **la tensione di pilotaggio è quindi superiore alla tensione di uscita**. Lo stadio preamplificatore realizzato con un circuito con emettitore comune deve quindi fornire una amplificazione di tensione molto elevata. La piccola capacità di reazione e l'elevata resistenza di uscita del transistor per RF con giunzione a lega e diffusione impiegato nello stadio preamplificatore permettono di ottenere un'amplificazione di tensione elevata unitamente ad una buona risposta in frequenza ed una ridotta rota-

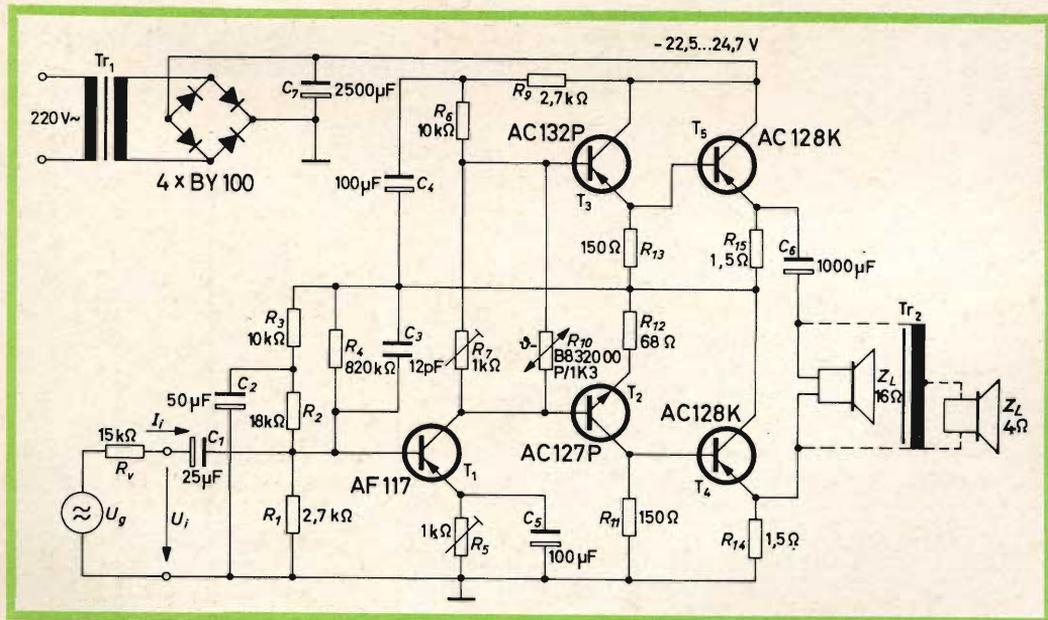



Fig. 2 - Schema elettrico dell'amplificatore da 3,4 W.

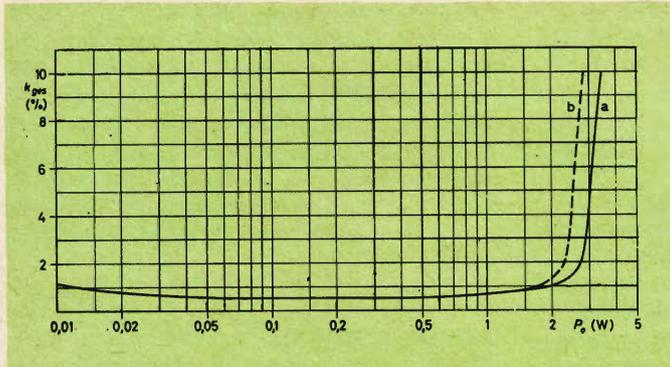



Fig. 3 - Fattore di distorsione (K_{ges}) dell'amplificatore da 3,4 W alla frequenza di 1000 Hz.
a) senza trasformatore d'uscita ($Z_L = 16\ \Omega$)
b) con trasformatore d'uscita ($Z_L = 4\ \Omega$)

zione di fase. Il resistore di collettore R_6 del preamplificatore risulta collegato agli effetti della tensione alternata, al punto A mediante il condensatore C_4. Se C_4 venisse collegato a massa, il resistore di collettore, di basso valore, risulterebbe posto in parallelo all'elevata resistenza d'ingrèsso dello stadio sfasatore, l'amplificazione risulterebbe considerevolmente diminuita in quanto gran parte della corrente alternata di collettore T_1 scorrerebbe fuori del resistore di collettore R_6.

Per il collegamento di altoparlanti con bassa impedenza della bobina mobile è previsto un trasformatore di uscita aggiuntivo Tr_2. Se il rapporto di trasformazione è 2 : 1 possono essere collegati all'amplificatore altoparlanti con impedenza di 4 Ω. Per questo trasformatore di uscita si deve usare un nucleo EI 48 (Dyn. blech IV). L'avvolgimento è formato da 312 spire di Cu smaltato da 0,6 mm con presa alla 156ª spira. Per mantenere bassa l'induttanza dispersa conviene effettuare l'avvolgimento « in bifilare », si devono cioè effettuare 156 spire con due fili paralleli e collegare successivamente in serie questi due avvolgimenti parziali.

La tensione **nel punto A** viene stabilizzata mediante una controreazione in c.c. attuata da R_2 e R_3 collegate alla base del transistor preamplificatore. Questa controreazione è resa inoperante agli effetti della componente alternata dal condensatore C_2. Si tenga presente però che questa controreazione non effettua alcuna stabilizzazione delle correnti di riposo degli stadi sfasatore e finale. La stabilizzazione delle correnti di riposo di questi stadi contro le variazioni della temperatura viene perciò effettuata dal termistore R_{10}. Questa stabilizzazione viene inoltre completata dai resistori R_{14} e R_{15} collegati agli emettitori dei due transistor finali.

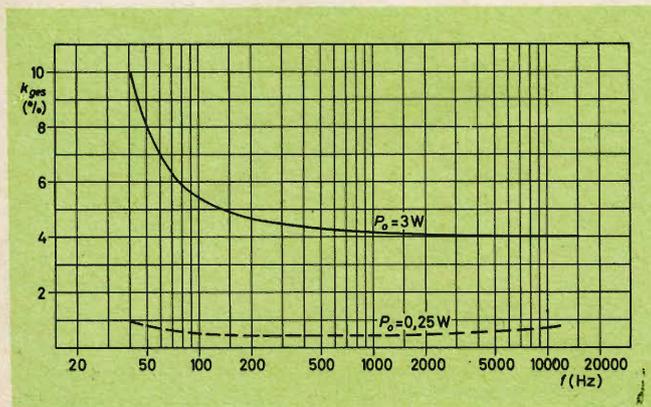



Fig. 4 - Fattore di distorsione (K_{ges}) dell'amplificatore da 3,4 W a 0,25 W e a 3 W di potenza di uscita.

Una controreazione in c.a. di 15 dB viene effettuata da R_4 e C_3. È una controreazione di corrente e di tensione in quanto essa tende a ridurre sia la resistenza d'ingresso sia la resistenza d'uscita dell'amplificatore. Essa entra in funzione solo quando lo stadio preamplificatore viene pilotato da una sorgente di segnale con resistenza interna elevata rispetto a quella d'ingresso dello stadio.

Il condensatore C_3 aumenta la controreazione alle alte frequenze e tende quindi a porre un limite all'amplificazione della parte superiore della banda.

Se si desidera un'ulteriore diminuzione del livello di distorsione, si può aumentare questa controreazione diminuendo il valore di R_4; ma in questo modo diminuisce anche la sensibilità dell'amplificatore. Un eventuale spostamento del punto di lavoro di questo stadio prodotto da un valore troppo basso di R_4 deve essere impedito bloccando la parte in c.c. di questa controreazione mediante un condensatore.

Per il trasformatore di rete Tr_1 viene usato un nucleo M 65 (Dyn. blech IV). L'avvolgimento primario è formato da 1540 spire di Cu smaltato da 0,3 mm, il secondario da 135 spire di Cu smaltato da 0,7 mm.

Nel primario ogni 210 spire va un isolamento di presspan da 0,06; l'isolamento tra i due avvolgimenti viene fatto con presspan da 0,1, mentre per l'isolamento sul nucleo occorre un presspan da 0,1.

La tensione di alimentazione fornita dalla rete scende all'aumentare del pilotaggio da — 24,7 V a 22,5 V. Le correnti di riposo degli stadi sfasatore e finale vennero scelte in modo da ridurre al minimo le distorsioni tipiche degli stadi in controfase in classe B. La corrente di riposo dello stadio finale viene regolata al valore di 7,7 mA mediante R_7. La corrente di riposo dello stadio sfasatore assume allora il valore di circa 1 mA e mantiene pressoché questo valore al variare della tensione di alimentazione.

La corrente di collettore del transistor preamplificatore viene regolata in condizione di massimo pilotaggio mediante R_5 in modo da ottenere una limitazione simmetrica delle semionde (osservabile mediante un oscilloscopio); tale corrente ammonta a circa 0,8 mA.

La massima dissipazione al collettore del transistor T_4 ammonta a 0,8 W. Conseguentemente per una massima temperatura dell'ambiente di 45 °C si ha una resistenza termica ammissibile di 56 °C/W. Essendo la resistenza termica tra giunzione e contenitore di 45 °C/W, rimarrà per la resistenza termica del radiatore un valore uguale o inferiore a 11 °C/W. Quest'ultimo valore lo si ottiene impiegando un foglio di alluminio annerito con spessore di 1,5 mm e superficie di circa 100 cm² (per transistor). Il termistore (NTC) R_{10} deve essere montato a ridosso del contenitore del transistor T_4 (quello cioè che sopporta una maggiore dissipazione); solo in questa maniera la temperatura del termistore può **seguire** la temperatura del contenitore e quindi anche la temperatura della giunzione.

La potenza massima di uscita (musica) dell'amplificatore è di 3,4 W con distorsione del 10% senza trasformatore (16 Ω), e rispettivamente di 2,8 W con il trasformatore (4 Ω). Per questa potenza si richie-

Fig. 5 - Risposta in frequenza dell'amplificatore da 3,4 W.

de in entrambi i casi una corrente di ingresso di $I_i = 12\,\mu A$, corrispondente ad una tensione di ingresso di $V_i = 4$ mV e una $V_{gen} = 180$ mV alla frequenza di 1000 Hz.

La dipendenza del fattore di distorsione dalla potenza di uscita è indicata in fig. 3 mentre in fig. 4 è riportata la dipendenza del fattore di distorsione dalla frequenza per valori di potenza di uscita di 0,25 W e 3 W rispettivamente. La fig. 5 indica la risposta in frequenza dell'amplificatore misurata con una tensione costante del generatore $V_{gen} = 19$ mV. Le frequenze con risposta di — 3 dB si trovano a 40 Hz e 15000 Hz. Il limite superiore di frequenza (15000 Hz) mantiene questa risposta anche con l'impiego del trasformatore di uscita Tr_2 in quanto essendo l'avvolgimento realizzato in bifilare, l'induttanza dispersa si mantiene di valore basso.

Il livello del ronzio a pieno pilotaggio ha il valore di 74 dB.

AMPLIFICATORE DA 10 W

Lo schema di questo amplificatore da 10 W (fig. 6) assomiglia a quello da 3,4 W precedentemente descritto. Nello stadio preamplificatore viene impiegato il transistor RF AF 118 mentre lo stadio finale è equipaggiato con i transistor di potenza AD 139.

L'amplificatore è dimensionato per una bobina mobile con impedenza di 7 Ω. Possono però essere collegati altoparlanti con valori di impedenza fino a $Z_L = 4\,\Omega$ senza che venga superato il massimo valore ammesso dalla corrente di collettore dei transistor finali. La massima potenza di uscita diventa in questo caso 18 W.

Oltre ai circuiti di stabilizzazione impiegati nell'amplificatore da 3,4 W, si è provveduto ad inserire nel circuito di base dello stadio sfasatore di questo amplificatore un diodo al silicio BA 100 che provvede a stabilizzare le correnti di riposo degli stadi

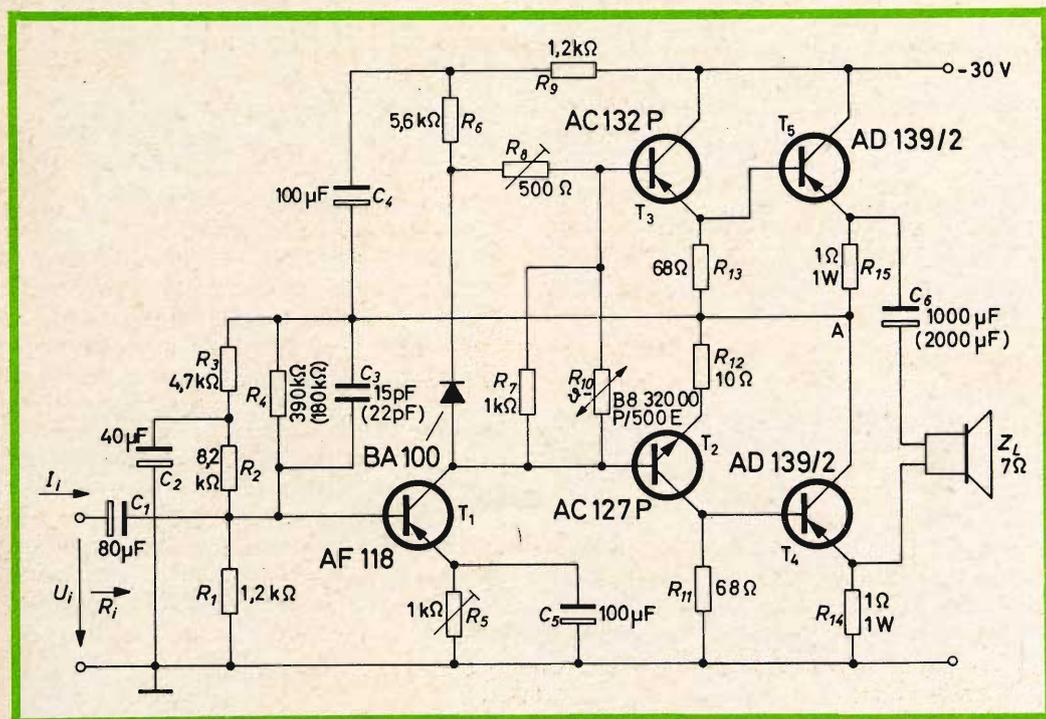



Fig. 6 - Schema dell'amplificatore da 10 W.

sfasatore e finale contro le fluttuazioni della tensione di alimentazione.

Per i componenti destinati ad inserire la controreazione in c.a. (R_4 e C_3) sono previste due coppie di valori (fig. 6). Con $R_4 = 390\ k\Omega$, $C_3 = 15\ pF$ e $C_6 = 1000\ \mu F$ si ottiene un valore di controreazione di 14 dB con una potenza di uscita di 9,5 W. Una riduzione di R_4 al valore di 180 kΩ ($C_3 = 22\ pF$, $C_6 = 2000\ \mu F$) tende a portare la controreazione a 20 dB.

Anche in questo amplificatore la controreazione può essere aumentata senza il pericolo di fenomeni di instabilità. Per ottenere una reazione veramente efficace è necessario che la resistenza interna del generatore che pilota lo stadio preamplificatore sia sufficientemente elevata.

La corrente di riposo dello stadio finale viene regolata per 20 mA mediante R_8. La corrente di collettore del transistor preamplificatore viene regolata a pieno pilotaggio mediante R_5 in modo da ottenere una limitazione simmetrica delle semionde (da controllare mediante oscilloscopio); questa corrente deve avere il valore di 2 mA. L'amplificatore assorbe una corrente di 25 mA in condizioni di riposo e una corrente di 540 mA a pieno pilotaggio.

La fig. 7 indica l'effetto stabilizzante prodotto dal diodo al silicio BA 100 sulle correnti di riposo. La tensione sul punto A ammonta a — 15,8 V.

La potenza dissipata sul collettore di T_4 ammonta a circa 4 W dato che questo transistor risulta fortemente caricato. La resistenza termica tra giunzione e ambiente, ammissibile per questo valore di potenza dissipata e per una massima temperatura dell'ambiente di 45 °C è $R_{termica} \leq 11$ °C/W.

Siccome però il transistor AD 139 possiede una resistenza termica tra giunzione e contenitore di 4 °C/W, bisognerà montarlo su un radiatore che fornisca una resistenza termica di ≤ 7 °C/W tra contenitore e ambiente.

Effettuando un montaggio isolato del transistor (e cioè mediante rondella di mica), questo valore di resistenza termica

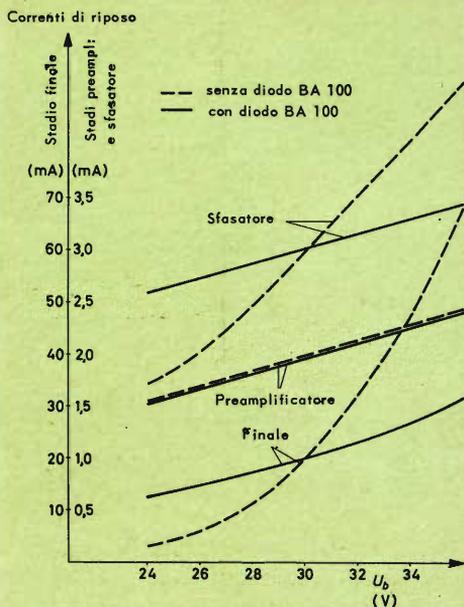



Fig. 7 - Stabilizzazione delle correnti di riposo nell'amplificatore da 10 W mediante il diodo al silicio BA 100.

può essere raggiunto mediante una piastra di alluminio lucidato avente uno spessore di 2 mm e circa 100 cm² di superficie (per transistor naturalmente). Se si collega un altoparlante con impedenza di 4 Ω, la massima potenza dissipata sul collettore di T_4 aumenta. In questo caso basta montare ciascun transistor su un radiatore avente uno spessore di 3 mm ed una superficie di circa 125 cm².

Il termistore (NTC) R_{10} deve essere montato molto vicino al transistor T_4. La massima potenza dissipabile sul collettore del transistor NPN T_2 dello stadio sfasatore ammonta a circa 135 mW mentre quella del transistor PNP, T_3 raggiunge appena i 120 mW. La massima temperatura ammissibile alla giunzione non verrà sorpassata qualora entrambi i transistor vengano muniti di un'aletta di raffreddamento (per esempio il tipo 56226). La potenza dissipata nello stadio preamplificatore è così ridotta (≥ 35 mW) da non richiedere nessun dispositivo di raffreddamento.

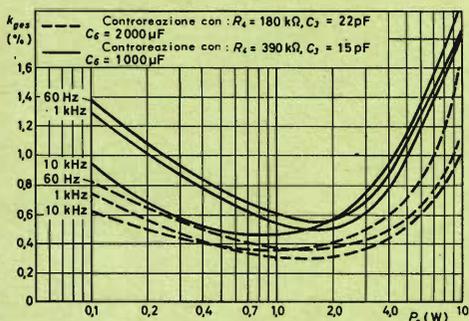
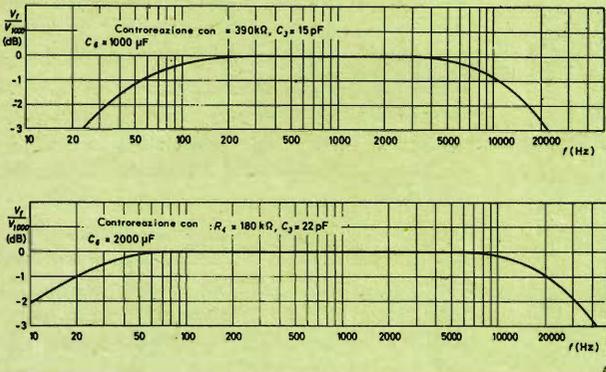



Fig. 8 - Fattore di distorsione (K_{ges}) dell'amplificatore da 10 W alla frequenza di 60 Hz, 1 kHz e 10 kHz.

Per una potenza di uscita di 9,5 W è richiesta una tensione di ingresso $V_i = 4,9$ mV (4,9 mV) corrispondente ad una corrente di ingresso $I_i = 28$ µA (56 µA). La resistenza d'ingresso dell'amplificatore è $R_i = 175\ \Omega$ (88 Ω). I valori racchiusi tra parentesi valgono per un più elevato valore di controreazione e ottenuto con $R_4 = 180$ kΩ. In fig. 8 è riportato l'andamento del fattore di distorsione in funzione della potenza di uscita alle frequenze di 60 Hz, 1 kHz e 10 kHz; nella fig. 9 è riportata la curva di risposta in frequenza dell'amplificatore.

Con un alimentatore formato da un trasformatore (M 65), un circuito raddrizzatore a ponte equipaggiato con i diodi al silicio BY 100, un condensatore di carica di 2000 µF, si è ottenuto fino alla potenza di uscita di 6 W un livello di ronzio $\geq$ 60 dB; tale livello è diventato 55 dB in condizioni di pieno pilotaggio mediante nota musicale continua. Per la riproduzione di musica si può calcolare un livello di ronzio di $\geq$ 60 dB.

AMPLIFICATORE DA 20 W

In fig. 10 è riportato lo schema elettrico dell'amplificatore da 20 W. Lo stadio preamplificatore è equipaggiato con il transistor al silicio NPN planare epitassiale BC 107; questo transistor ha una cifra di rumore molto bassa.

Nello stadio finale vengono impiegati due transistor di potenza AD 149.

Per il collegamento dell'altoparlante si danno due possibilità: tra il punto A e massa può essere collegato un altoparlante con impedenza di 4 Ω.

La tensione di alimentazione deve in questo caso essere 31 V. Se l'altoparlante viene invece collegato tra i due emettitori dei transistor finali allora l'impedenza deve avere il valore di 3,5 Ω e la tensione di alimentazione 29 V. Il collegamento dell'altoparlante tra il punto A e massa è reso possibile in questo schema dal più elevato valore di tensione che può sopportare il transistor AD 149.

I resistori R_{14} e R_{15} producono in questo caso un effetto di controreazione. Anche in questo amplificatore vengono impiegati per

Fig. 9 - Curve di risposta dell'amplificatore da 10 W.

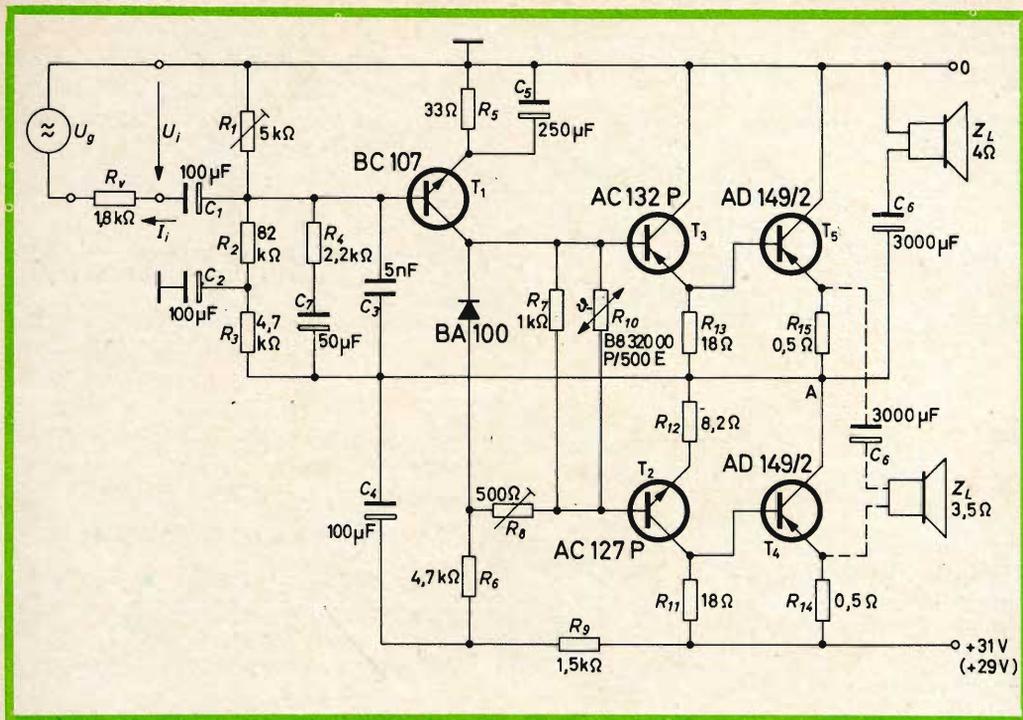



Fig. 10 - Schema elettrico dell'amplificatore da 20 W.

stabilizzare le correnti di riposo degli stadi sfasatore e finale gli stessi accorgimenti circuitali già illustrati per l'amplificatore da 3,4 W; in più viene inserito nel circuito di base dello stadio sfasatore il diodo al silicio BA 100 che provvede a stabilizzare ulteriormente contro le fluttuazioni della tensione di alimentazione le correnti di riposo dei due predetti stadi.

Un valore di controreazione di 52,5 dB viene inserito dai componenti R_4 - C_7 - C_3. Condizione essenziale perché tale controreazione abbia luogo è che la resistenza interna del generatore che pilota lo stadio preamplificatore sia elevata rispetto alla resistenza d'ingresso dello stesso stadio.

La corrente di riposo dello stadio finale viene regolata a 30 mA mediante R_8.

La corrente di riposo dello stadio sfasatore assume allora il valore di 10 mA. La corrente di collettore del transistor dello stadio preamplificatore viene regolata in condizione di massimo pilotaggio mediante R_1 fino al punto in cui inizia la limitazione delle due semionde (visibile mediante un oscilloscopio); tale corrente ammonta a circa 2,8 mA. L'amplificatore assorbe a pieno pilotaggio circa 1,3 A.

La massima potenza dissipata al collettore di T_4 è circa 10,5 W. La resistenza termica tra giunzione e ambiente richiesta da questo valore di dissipazione e da una massima temperatura ambiente di 45 °C, ammonta a $R_{ter} \leq 5{,}25$ °C/W. Essendo 2 °C/W il valore di resistenza termica tra giunzione e contenitore, la rimanente resistenza termica tra contenitore e ambiente dovrà essere $R_{ter} \leq 3{,}25$ °C/W. Quest'ultimo valore viene raggiunto montando ciascun transistor, isolato mediante una rondella di mica, su una piastra di alluminio annerito avente uno spessore di 3 mm ed una superficie di 170 cm^2. Il termistore (NTC) R_{10} dovrà essere posto molto vicino a T_4 in modo da avere il più perfetto « ac-

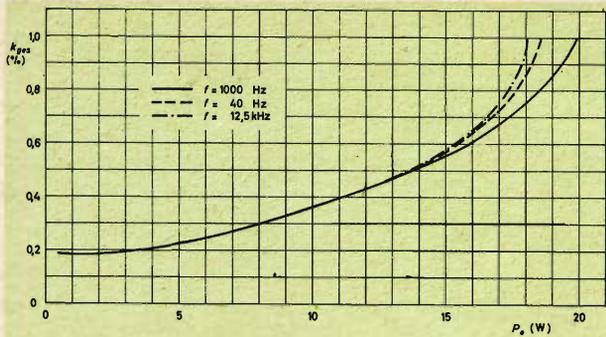



Fig. 11 - Fattore di distorsione (K_{ges}) dell'amplificatore da 20 W alle frequenze di 40 Hz, 1 kHz e 12,5 kHz.

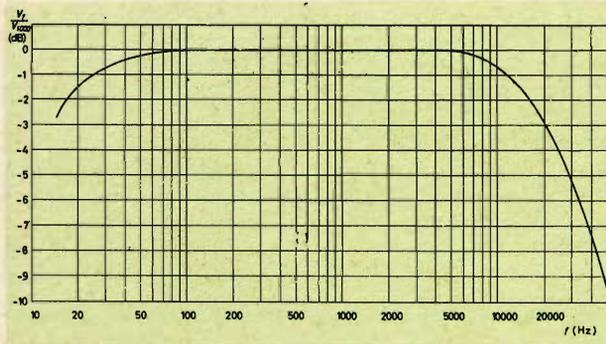



Fig. 12 - Curve di risposta dell'amplificatore da 20 W.

coppiamento termico ». La massima potenza dissipata sul collettore di T_2 è 280 mW. Per i transistor T_2 e T_3 dovrà essere impiegato un radiatore con superficie di 12,5 cm^2.

La potenza di uscita alla frequenza di 1000 Hz e con distorsione dell'1% è 20 W. Per ottenere tale potenza è necessario applicare all'ingresso una tensione $V_i = 42$ mV ($V_{gen} = 9,1$ V) corrispondente ad una corrente di ingresso di $I_i = 5$ mA. In fig. 11 è riportato l'andamento del fattore di distorsione in funzione della potenza di uscita per i valori di frequenza di 1000 Hz, 40 Hz e 12,5 kHz. In fig. 12 è riportata la curva di risposta in frequenza dell'amplificatore misurata applicando all'ingresso un segnale del generatore $V_{gen} = 12,5$ mV. La risposta a — 3 dB si trova ai due estremi della banda rispettivamente a 16 Hz e 20.000 Hz.

Usando un alimentatore con condensatore di carica di 7000 μF, il livello di ronzio a pieno pilotaggio ammonta a 110 dB.

L. C.

(Da « Valvo Brief 0365 »)

L'ossido di berillio (BeO) unisce un'elevata conduttività termica ed un'elevata resistenza elettrica. Questa combinazione di proprietà lo rende utile a ridurre le dimensioni e migliorare le prestazioni dei dispositivi generatori di calore, garantendo più alti livelli di potenza e più sicurezza. Le applicazioni pratiche più comuni sono come dissipatore per transistor, diodi, piastre di circuiti stampati, zoccoli e involucri di valvole termoioniche.

GENERATORE RF A TRANSISTOR PER I 144 MHz

Descriviamo un piccolo apparecchio le cui applicazioni sono numerose, di facile realizzazione costruito con materiale corrente e che può rendere grandi servizi come generatore a frequenza fissa.

Non si possono fare degli esperimenti seri, delle misure precise, delle messe a punto rigorose se non si dispone di una sorgente di segnale stabile, di frequenza esatta, eventualmente regolabile, e di livello controllabile. Il nostro generatore miniatura permette tutto ciò e lo fa molto bene: con il suo aiuto non si ha più bisogno di ricorrere agli altri per regolare un convertitore VHF; il trasmettitore è sempre pronto a fornire una portante pura per delle ore a livello costante.

Si tratta in effetti, di un trasmettitore elementare che si monta in un tempo record, perchè i componenti sono ridotti allo stretto necessario, sia di numero che di dimensioni. Lo schema è quello riportato in fig. 1. Esso è formato da tre stadi equipaggiati a transistor PNP di tipo corrente. Il primo stadio è un oscillatore, oscillante spontaneamente sulla terza armonica di un quarzo la cui fondamentale è leggermente superiore a 8 MHz, in modo da dare un'ottava armonica nelle vicinanze del centro banda di 144-146 MHz. Il circuito è del tipo Colpitts capacitivo. La bobina L_1 è dimensionata in modo tale che risuoni su 24 MHz con in parallelo, da una parte, il condensatore variabile da 3-30 pF e dall'altra parte, il ponte capacitivo che determina il grado di reazione necessario al mantenimento dell'oscillazione.

Il punto di base e la resistenza d'emettitore determinano il punto di funzionamento di questo oscillatore che si raccomanda per la sua semplicità e la sua sicurezza: la bobina L_2 accoppiata a L_1, serve a collegare lo stadio seguente, che è un duplicatore di frequenza. La base è collegata al polo positivo e il transistor funziona in classe B; in assenza di eccitazione, la corrente di collettore è nulla. Il circuito di L_3 si accorda molto facilmente su 48 MHz e lo stadio finale, in classe B, come il precedente è collegato con la bobina L_4 che assicura il trasferimento d'energia e l'adattamento delle impedenze.

L'eccitazione è molto abbondante e permette allo stadio finale triplicatore, di lavorare con un rendimento rispettabile. Il cir-

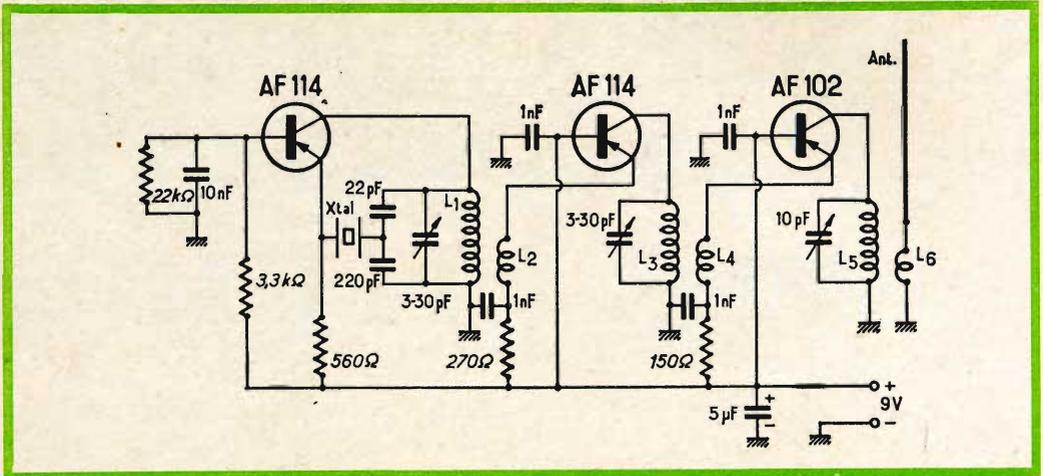



Fig. 1 - Schema elettrico del generatore RF da 144 MHz.

cuito di L_5 è accordato con un piccolo condensatore trimmer da 10 pF, molto più preciso e stabile di un condensatore regolabile da 3-30 pF. La bobina di accoppiamento L_6 è infatti collegata in modo che l'ultima spira di L_5 e la sua terminino su uno zoccolo coassiale femmina, isolato dalla massa. In questo modo, si può introdurre un'antenna in quarto d'onda costituita da 495 mm di filo di rame o di acciaio da 20/10 di mm, nel foro centrale.

Il generatore si comporta, con una potenza compresa fra 10 e 20 mW, come un vero trasmettitore che può essere captato a diversi chilometri. Questo è perciò molto di più di quello che serve per fare delle regolazioni. A questo punto, la messa a punto finale è delle più semplici; è sufficiente regolare i tre condensatori variabili per un massimo dell'intensità di campo servendoci di un ricevitore preceduto da un convertitore da 144 MHz.

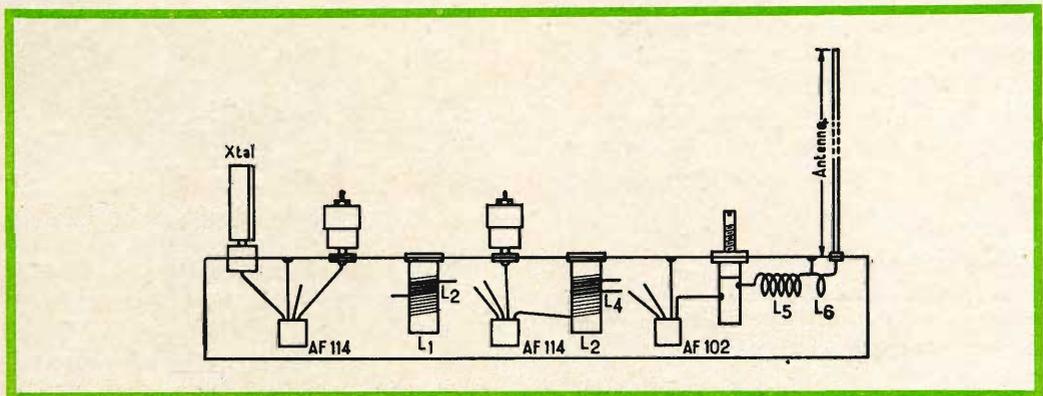
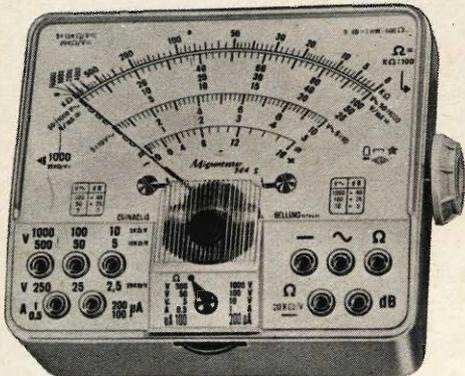
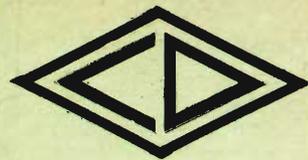



Fig. 2 - Esempio di cablaggio del generatore RF.

CHINAGLIA

ELETTROCOSTRUZIONI s.a.s.

BELLUNO
Via T. Vecellio, 32
Tel. 4102

SENSIBILITÀ
20.000 Ω/V

Mignontester 364/s

con dispositivo di protezione
strumento base sensibilità 30μA
classe I norme C.E.I. Scala 100°

Analizzatore tascabile 3 sensibilità
20000 CC - 10000 - 5000 Ohm per volt CC e CA

PORTATE 36

V cc 20KΩV	100 mV	2,5 V	25 V	250 V	1000 V	
ca 5-10KΩV	5 V	10 V	50 V	100 V	500 V	1000 V
mAcc	50 μA	100 μA	200 μA	500 mA	1 A	
dB	—10 a + 62 in 6 portate					
V BF	5 V	10 V	50 V	100 V	500 V	1000 V
Ω	10.000 - 10.000.000 OHM					

Richiedete Cataloghi di tutta la nostra produzione

Analizzatore 660

Dispositivo di protezione e capacimetro
Scala a specchio

Tascabile: sensibilità 20.000Ω per volt CC e CA
con dispositivo di protezione contro sovraccarichi per errate inserzioni - scala a specchio. **PORTATE 46**

V	cc	300 mV - 5 - 10 - 50 - 250 - 500 - 1000 V
V	ca	5 - 10 - 50 - 250 - 500 - 1000 V
A	cc	50 μA 0,5 - 5 - 50 - 500 mA - 2,5 A
A	ca	0,5 - 5 - 50 - 500 mA - 2,5 A
V	BF	5 - 10 - 50 - 250 - 500 - 1000 V
dB		—10 + 62 in 6 portate
Ω		10 - 100 K - 1 - 10 - 100 MΩ

capacimetro a reattanza: 25.000 pF - 250.000 pF
capacimetro balistico: 10 μF - 100 μF - 1000 μF

NUOVISSIMO

SENSIBILITÀ
20.000 Ω/V

ritagliate
incollate
affrancate
spedite

Vogliate inviarmi descrizioni e prezzi per:
☐ **MIGNONTESTER 364/S CHINAGLIA**
☐ **ANALIZZATORE AN/660 CHINAGLIA**
☐ Vogliate inviarmi cataloghi generali

Nome ....
Via ....
Città ....

Spett. s.a.s.
CHINAGLIA DINO
Elettrocostruzioni

Via Tiziano Vecellio, 32
B E L L U N O

Realizzazione delle bobine

La realizzazione delle bobine non richiede alcuna attenzione particolare. Si consiglia di procedere come segue. Si utilizzano supporti LIPA da 8 mm e si bobina prima L_1 su uno di essi (15 spire di filo di rame smaltato da 4 o 5/10 mm, unite e fermate con vernice) e L_3 sull'altro (9 spire). L_2 (2 spire) è avvolta attorno a L_1 dal lato di massa, L_4 (2 spire) è invece avvolta sulla base di L_3. Questi due avvolgimenti sono fissati con un nuovo strato di vernice. L_5 è formata da 4 spire di filo nudo di 10/10 mm saldata a una estremità al trimmer e dall'altra alla massa. L_6 è una semplice spira di filo smaltato. Il diametro comune è di 6 mm.

Utilizzazione

L'apparecchio, una volta messo a punto, è posto a una certa distanza, in giardino se si è in campagna oppure in una stanza vicina e irradia come un piccolo trasmettitore collegato all'antenna trasmittente, convenientemente diretta, esso dà un segnale a più di 10 km.

Munito della sua antenna in quarto d'onda e posto a 50 m dall'antenna di ricezione, esso permette, per rotazione di quest'ultima, di ottenere all'ingresso del ricevitore sia un segnale debole quanto si vuole per realizzare un allineamento fine dei circuiti, sia un segnale forte e stabile, necessario alla messa a punto, per esempio, di circuiti neutrodina.

Se si dispone di diversi cristalli di quarzo, l'apparecchio può servire da « marker » di calibrazione.

BETA

(Da « Le Haut-Parleur »)

INTERFONO A PIÙ POSTI SECONDARI

Si descrive il progetto di un interfono a diversi posti secondari, munito anche di un commutatore per « circuito segreto ». Pensiamo con questa realizzazione di accontentare quella parte di lettori interessata alla costruzione di una simile apparecchiatura.

L'interfono, oggetto di questo articolo, è di costruzione estremamente semplice e presenta delle proprietà che lo distinguono nettamente dalle altre installazioni di questo genere.

Le principali caratteristiche dell'apparecchio sono le seguenti:

1. Per quanto riguarda l'amplificatore, è stato progettato un montaggio molto semplice con un numero minimo di componenti; esso può quindi essere costruito facilmente e a basso prezzo.

2. Il numero di posti secondari può essere aumentato a piacere; l'interfono può essere utilizzato in uffici e in laboratori come pure durante gare sportive dove, per esempio, si devono passare i risultati al posto centrale.

3. Ciascun posto secondario sarà munito di un commutatore per il circuito « segreto » alfine di impedire, se necessario, l'ascolto al posto principale.

4. Se l'installazione è equipaggiata di diversi posti secondari, si potrà stabilire una conversazione fra due di questi posti.

5. Munito di un solo posto secondario, l'installazione può servire da interfono per bambini. Se questo posto è installato nella camera dei bambini, si potrà, se necessario, parlare ai bambini dal posto principale.

6. Il volume sonoro può essere regolato con la manopola prevista a questo scopo.

7. L'equipaggiamento può essere alimentato da due pile da 4,5 V o sei pile da 1,5 V. Se necessario, può essere collegato alla rete alternata, attraverso un circuito raddrizzatore.

8. Il montaggio del circuito non deve soddisfare a delle particolari condizioni, e quindi non si avrà nessuna difficoltà nel cablaggio. Il posto principale e i posti secondari possono essere alloggiati in contenitori semplici ed eleganti.

Il montaggio è facilitato dai disegni riportati e vi procurerà certamente diverse ore piacevoli di passatempo.

Descrizione dello schema

La fig .1 riporta lo schema semplificato dell'interfono composto da un posto principale e da un posto secondario. L'amplificatore è provvisoriamente indicato da un rettangolo comprendente quattro punti di collegamento: « ingresso », « uscita » — B e + B.

Mantenendo la posizione dei commutatori come in questa figura, l'altoparlante 2 del posto secondario funziona come microfono allorché l'ascolto si effettua davanti all'altoparlante 1 del posto principale. Se allo stesso tempo, al posto principale si desidera parlare, sarà sufficiente mettere il commutatore S_1 in posizione 1. L'altoparlante 1 funziona allora come microfono quando l'altoparlante 2 del posto secondario riproduce la conversazione.

Quando questa termina, S_2 è riportato in posizione « arresto » e l'interfono è pronto per un'altra conversazione. Per togliere il collegamento dell'installazione, il commutatore S_3 deve essere posto in posizione « arresto ».

Il corrispondente al posto secondario può chiamare il posto principale, premendo il pulsante S_6. Per trasmettere un segnale dal posto principale si riporta S_1 in posizione 1, S_2 in posizione « aperto », e si verifica che anche S_3 sia in posizione « aperto », dopodiché il posto secondario può essere chiamato.

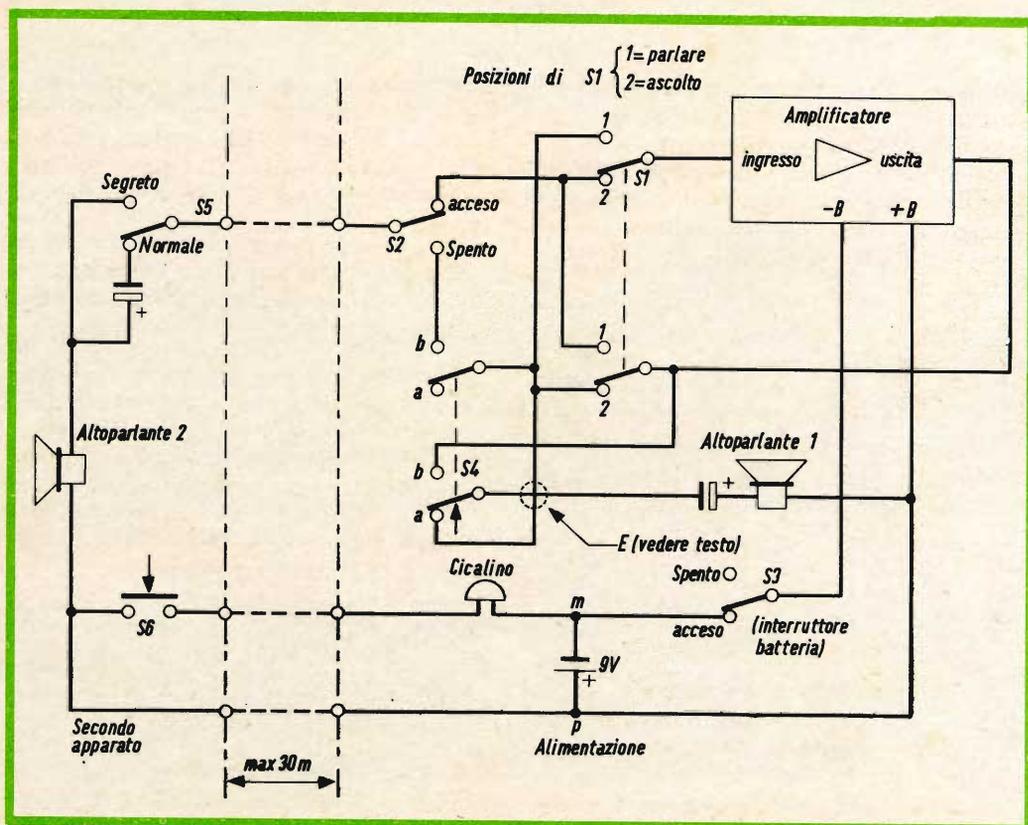



Fig. 1 - Schema elettrico semplificato dell'interfono.

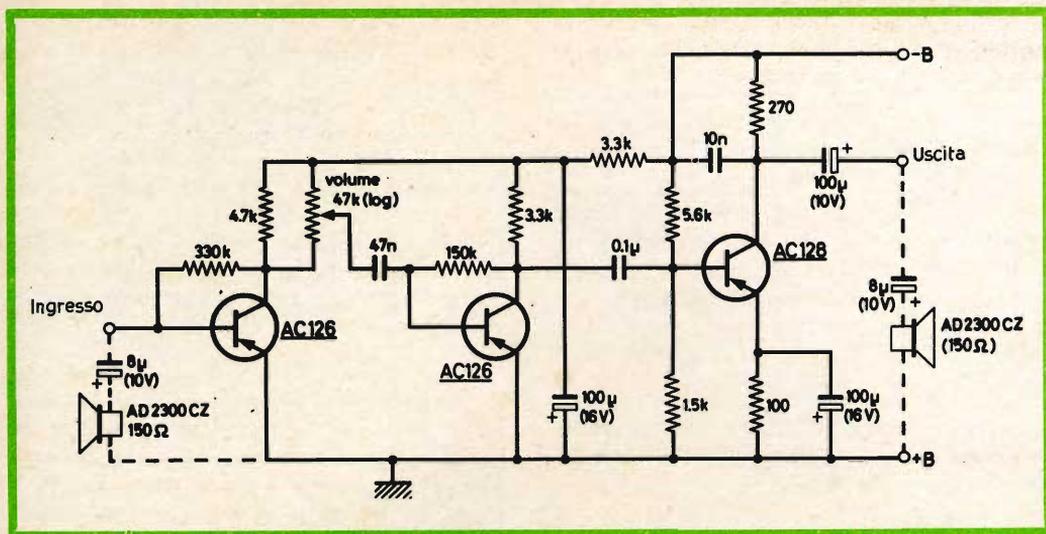



Fig. 2 - Schema elettrico dell'amplificatore.

Durante tutte queste manipolazioni, il commutatore S_4, purché provvisto di due contatti, deve restare nella posizione indicata. Esso non sarà utilizzato che quando l'installazione è equipaggiata di diversi posti secondari e quando si deve permettere la conversazione fra gli utilizzatori di due di questi posti.

Si deve notare che il corrispondente al posto principale deve allora passare dalla posizione di « parlato » a quella di « ascolto » e inversamente durante tutta la conversazione (commutatore S_1). La fig. 2 rappresenta il circuito dell'amplificatore. Le resistenze sono del tipo da ½ W. L'altoparlante tipo AD 2300 CZ, indicato in tratteggio all'ingresso dell'amplificatore deve essere alloggiato nel contenitore del posto secondario, come pure il condensatore elettrolitico da 8 µF (riferirsi alla fig. 1).

Quando si inverte il commutatore S_5, la tensione positiva delle pile sarà applicata direttamente (attraverso la bobina dell'altoparlante 2) alla base del primo transistor, di modo che questo è bloccato. Il commutatore S_5 essendo messo in posizione « segreto », fa sì che il corrispondente al posto principale non può assolutamente ascoltare il posto secondario. Il condensatore elettrolitico da 100 µF viene intercalato nel conduttore di uscita dell'amplificatore; l'utilizzatore del posto principale può emettere un segnale oppure, per mezzo dell'altoparlante 2, parlare all'utilizzatore del posto secondario.

Perché quest'ultimo possa rispondere, S_5 dovrà allora essere rimesso in posizione « normale ».

Il commutatore « segreto » S_5 offre dunque una possibilità interessante. Se nell'apparecchio dove si trova il posto secondario, si è iniziata una discussione che non deve essere ascoltata, si potrà, al momento in cui il colloquio diventa « segreto » porre S_5 in posizione « segreto » impedendo così l'ascolto. Si deve notare che il commutatore S_4 può essere soppresso quando non si desidera disporre che di un solo posto secondario. In questo caso, si collegano i due fili nel punto E.

Impiego di più posti secondari

Per l'impiego di diversi posti secondari, lo schema e il numero dei commutatori devono essere modificati in relazione. La fig. 4 dà il montaggio per il colle-

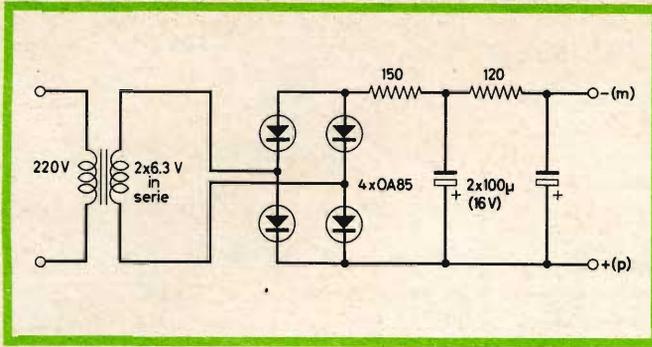



Fig. 3 - Schema elettrico dell'alimentatore per l'interfono.

gamento di tre posti secondari X, Y e Z. Solamente il posto principale è dotato di un « cicalino » al quale devono far ricorso tutti i posti secondari.

L'interfono presenta una caratteristica interessante: a partire dai posti secondari, un richiamo può essere emesso verso il posto principale, anche se questo è occupato.

Si potrà allora stabilire una convenzione in relazione al numero o alla natura dei segnali forniti dai posti secondari (per esempio: X fornisce un solo segnale, Y due segnali e Z tre segnali, oppure X fornisce un segnale di breve durata, Y un segnale di lunga durata e Z una combinazione di questi due segnali); questo permette all'utilizzatore del posto principale di identificare immediatamente il posto secondario che chiama e di manovrare il commutatore S_2 verso il basso.

Grazie all'impiego dei commutatori S_4 (X, Y, Z; vedere la parte tratteggiata della fig. 4) uno degli utilizzatori dei due posti secondari può parlare all'altro. Si presenta per esempio, il caso seguente: X vuole parlare a Y, sono necessarie le operazioni seguenti:

X chiama il posto principale e a questo scopo, dà il segnale convenuto, con l'aiuto

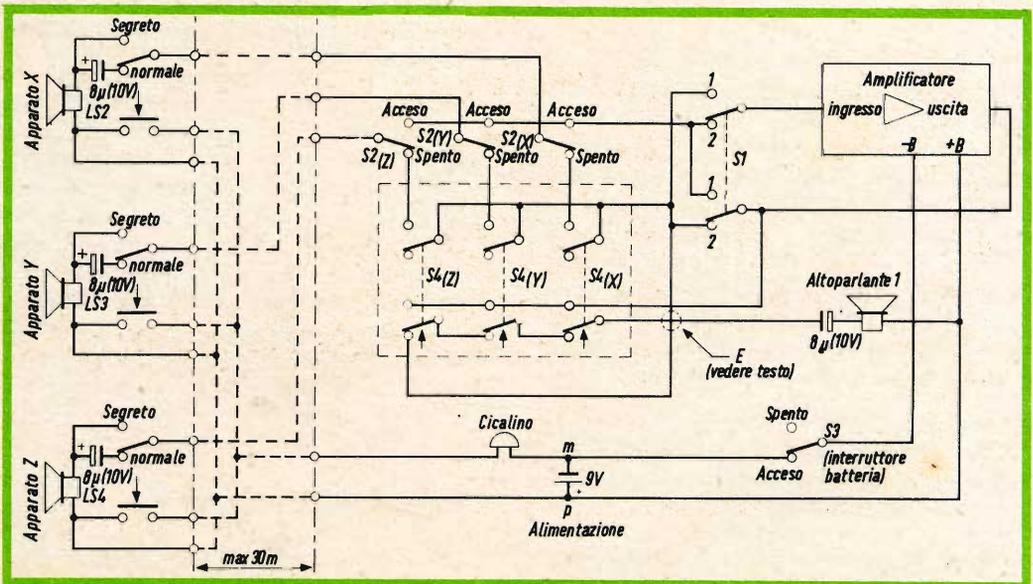



Fig. 4 - Funzione dei commutatori per l'azionamento dell'interfono con i vari posti secondari.

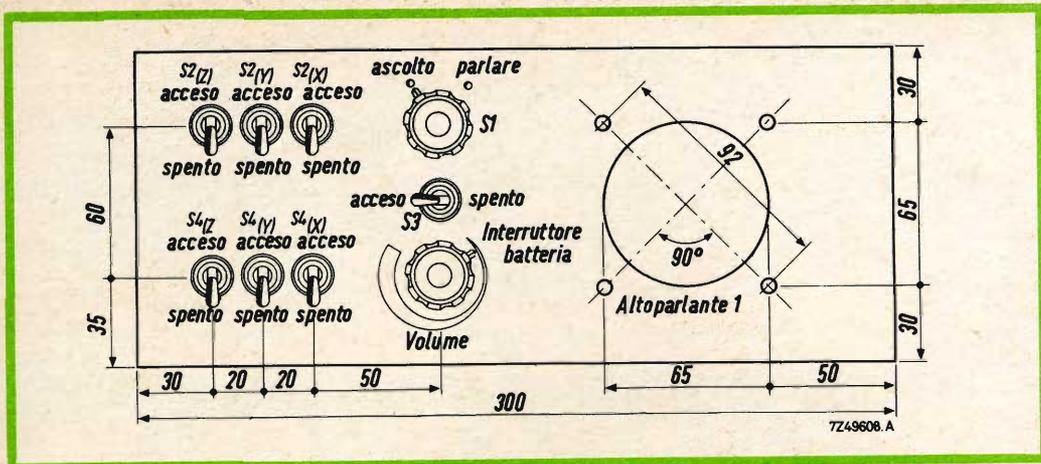



Fig. 5 - Esempio della disposizione dei vari elementi sul pannello frontale dell'interfono.

del « cicalino ». L'operatore del posto principale (A) mette S_2 (X) in posizione « chiamata » e S_1 in posizione 2 (« ascolto »). X parla; A preme S_4 (Y) e lo tiene premuto fino a quando X ha finito di parlare.

Con l'aiuto dell'altoparlante 1, A può ascoltare X; egli riporterà S_1 in posizione 1 (« parlare ») quando X ha finito di parlare, dopodiché Y può rispondere. Con l'aiuto dell'altoparlante 1, A può allo stesso tempo ascoltare quello che dice Y; egli riporterà S_1 in posizione 2 dopo che Y ha finito di parlare, e così di seguito.

Se A segue convenientemente la conversazione, X e Y non noteranno in nessun modo le ripetute commutazioni. A può fare queste commutazioni molto rapidamente e comanda il commutatore S_1 con la mano destra e S_4 con la mano sinistra. Egli può intervenire nella conversazione, rilasciando S_4 (X o Y) ponendo S_1 in posizione « parlato » e S_2 (X o Y) in posizione « aperto ».

È evidente che non si può stabilire nello stesso modo una conversazione fra più di due posti secondari.

Quando si costruisce una installazione senza possibilità di intercomunicazione, la parte contenuta nel riquadro tratteggiato che comprende i commutatori S_4 (fig. 4), può essere soppressa e i due fili che si incrociano nel punto E devono essere intercollegati.

Esecuzione

Come mostra la fig. 7, si può dare ai contenitori un aspetto elegante. Sui posti secondari, si vede in basso, a sinistra il commutatore « segreto » e sopra il pulsante S_6 che serve a produrre il segnale di

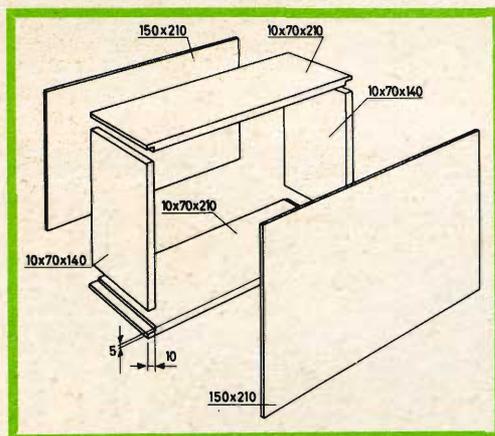



Fig. 6 - Dimensioni d'ingombro del contenitore di un posto secondario.

Fig. 7 - Esempio di realizzazione pratica dell'interfono con due posti secondari.

chiamata (vedere fig. 1). La fig. 5 dà un esempio della disposizione e del fissaggio degli elementi sul pannello frontale. In fig. 6 sono riportate le dimensioni dei contenitori secondari.

I componenti dell'amplificatore possono essere montati su una piastrina di pertinax che può essere fissata con due viti nel contenitore del posto secondario.

Se si rispettano le dimensioni indicate, non si avrà nessuna difficoltà ad incorporare i diversi elementi.

Nota. Se l'interfono è alimentato con delle pile, il circuito raddrizzatore di fig. 3 può essere eliminato. Se è collegato alla rete, invece si potrà utilizzare questo montaggio; si dovranno allora collegare i punti m e p dello schema in questione rispettivamente ai punti m e p dello schema riportato in fig. 1 e 4.

EFFETI

(da « Digested Concern Literature »)

In Gran Bretagna vi sono circa un milione di abbonati collegati alla televisione via filo. Il successo di questo sistema di collegamento è dovuto essenzialmente alle sue ottime caratteristiche tecniche. Le centrali sono sparse in tutto il paese, e la più grossa di esse porta circa 56.000 collegamenti. Nella sola Londra sta per essere ultimata una nuova rete di cavi che consentirà il collegamento di 1300 scuole della città, con sei canali televisivi nella banda di frequenza tra 100 e 140 MHz.

TACHIMETRO ELETTRONICO DI PRECISIONE

Il tachimetro che stiamo per descrivere presenta il vantaggio di avere una buona precisione grazie alla sua insensibilità alle variazioni di ampiezza e di larghezza degli impulsi applicati, alle variazioni di tensione della batteria e alle variazioni di temperatura.

Gli impulsi dovuti all'accensione che sono prelevati sulla bobina non sono di forma ideale e si manifestano delle oscillazioni parassite. Essi variano in ampiezza nel tempo di salita e in larghezza secondo la velocità di rotazione del motore. Queste cause sono sufficienti per rendere imprecisi i tachimetri elettronici in cui la precisione deve essere al massimo del 5 % per tutte le condizioni di funzionamento.

La fig. 1 mostra lo schema completo del tachimetro interamente transistorizzato. Gli impulsi di accensione prelevati sul ruttore della bobina, sono applicati al filtro R_1-R_2-R_3-C_1 e C_2 che elimina le componenti parassite degli impulsi. I segnali filtrati vengono applicati all'amplificatore e al circuito formatore (Q_1 - Q_2), i segnali in uscita di questo amplificatore sono indipendenti dai tempi di aumento degli impulsi d'ingresso, dalla loro ampiezza e dalla loro larghezza.

Questi segnali di uscita sono applicati all'amplificatore di potenza Q_3 in cui la corrente di collettore fa deviare il microamperometro indicatore. Il condensatore C_4 integra gli impulsi. Il potenziometro R_7 nel circuito di base del transistore amplificatore Q_3 serve alla calibrazione.

Funzionamento del circuito

In assenza di impulsi, la base di Q_1 si trova al potenziale di massa. L'impedenza emettitore collettore di Q_1 è allora elevata e la corrente viene applicata alla base di Q_2 attraverso il diodo D_1 polarizzato in senso diretto.

Il valore della resistenza R_4 è scelto in modo tale che, in queste condizioni, Q_2 sia saturato. La tensione sul collettore di Q_2 è di circa 0,5 V. Il diodo D_4 limita gli impulsi d'ingresso. Le condizioni di funzionamento dello stadio Q_1, sono tali che una tensione di ingresso di 4 V o maggiore, mandi in saturazione completamente il transistore. Quando un impulso positivo si trova applicato sulla base di Q_1, si ha una corrente di base, che provoca una diminuzione dell'impedenza emettitore-collettore. In

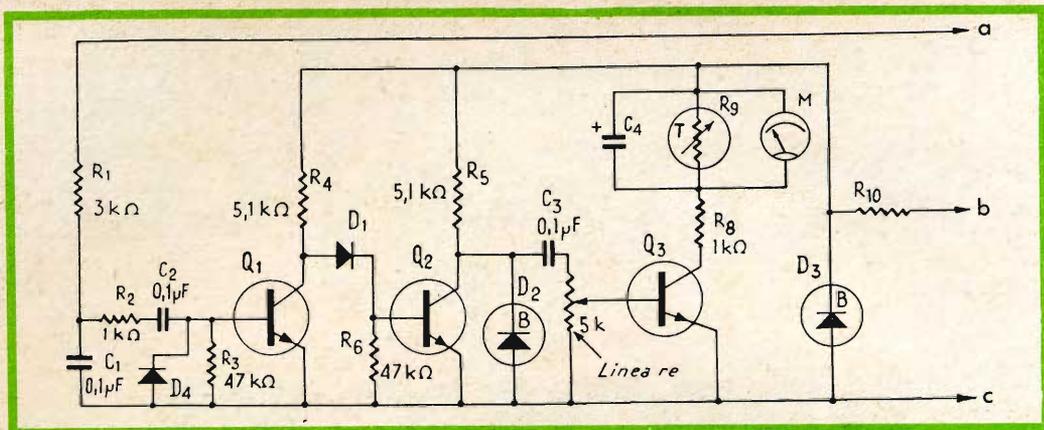



Fig. 1 - Schema elettrico del tachimetro elettronico: a) Verso il ruttore; b) Verso l'accensione +6÷+12 V; c) Verso massa.

COMPONENTI

Condensatori

C_1 = 0,1 μF
C_2 = 0,1 μF
C_3 = 0,025 μF
C_4 = 20-500 μF - 15 V elettrolitico

Resistori

Tutti i resistori sono da 0,5 W - 10 %
R_1 = 3,3 kΩ
R_2 = 1 kΩ
R_3 = 47 kΩ
R_4 = 5,1 kΩ
R_5 = 5,1 kΩ
R_6 = 47 kΩ
R_7 = 5 kΩ potenziometro lineare
R_8 = 1,1 kΩ
R_9 = termistore 3 kΩ a 25 °C con coefficiente di temperatura di 0,04
R_{10} = 120 Ω per batterie da 6 V
700 Ω per batterie da 12 V

Diodi

D_1 = GE1N91 al germanio da 50 V
D_2 = 1N750 Zener 4,7 V, 400 mW
D_3 = 1N750 Zener 4,7 V, 400 mW
D_4 = GE1N91 al germanio da 50 V

Transistori

Q_1, Q_2, Q_3 = 2N339, 2N1302 (AC 127), 2N696;
transistor n-p-n per impieghi generali;
tensione massima collettore-emettitore = 15 V;
M = microamperometro da 500 μA

queste condizioni la corrente applicata sulla base di Q_2 diminuisce, il diodo D_1 non è più polarizzato in senso diretto. L'impedenza emettitore-collettore di Q_2 aumenta e la tensione di collettore cresce fino alla tensione di alimentazione + V_{cc}.

A causa della caratteristica non lineare del diodo, una debole variazione dell'impedenza di Q_1 provoca una notevole variazione dell'impedenza di D_1. In queste condizioni, il tempo necessario alla commutazione di D_1 è pressapoco indipendente dal tempo di aumento dell'impulso d'ingresso.

Il tempo che impiega il transistor Q_2 per passare da un'impedenza bassa ad una elevata, dipende dalla rapidità con la quale il diodo D_1 passa da un'impedenza bassa a una elevata. Questa è la ragione per la quale il tempo di aumento dell'impulso di uscita è relativamente indipendente dal tempo di aumento dell'impulso d'ingresso.

Gli impulsi del circuito di collettore di Q_2 sono limitati dal diodo Zener D_2 e differenziati dal condensatore C_3 e dal potenziometro R_7. Questa differenza ha come scopo di applicare sulla base di Q_3 dei se-

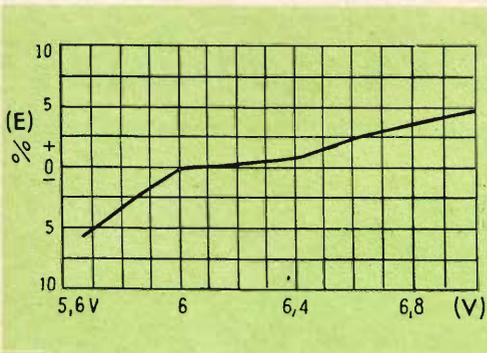



Fig. 2 - Percentuale dell'errore di lettura in funzione della variazione della tensione di alimentazione.

gnali di comando indipendenti dalla larghezza degli impulsi di accensione e dalla loro ampiezza.

Il transistore Q_3 è montato in un circuito amplificatore ad emettitore comune; la sua corrente di collettore fa funzionare il microamperometro che agisce da integratore, il condensatore C_4 completa questa integrazione alle basse frequenze. Quando la temperatura ambiente aumenta, aumenta anche il guadagno del transistore Q_3, che nel nostro caso dà una indicazione della velocità di rotazione superiore a quella reale.

Per rimediare a questo inconveniente, il termistore R_9, a coefficiente di temperatura negativo, shunta l'apparecchio di misura all'aumentare della temperatura· si ha così la compensazione automatica.

Il diodo Zener D_3 e la resistenza R_{10} costituiscono un alimentatore stabilizato che fornisce una tensione costante. Per una batteria di accumulatori di 6 V, R_{10} deve avere un valore di 120 Ω mentre per una batteria da 12 V deve avere un valore di 700 Ω.

Questo circuito deve essere progettato in modo tale che le variazioni delle caratteristiche dei semiconduttori utilizzati abbiano un effetto poco rilevante sul funzionamento. I transistori sono del tipo n-p-n a bassa frequenza per impieghi generali. I diodi al germanio sono del tipo classico. Il diodo Zener deve essere da 4,7 V.

Il montaggio descritto si riferisce a un veicolo col negativo della batteria a massa. Se invece è il positivo che viene collegato a massa, è necessario sostituire i transistori n-p-n con dei tipi p-n-p; inoltre i collegamenti di D_1, D_2, D_3, D_4 M e C_4 devono essere invertiti.

Taratura

Il tachimetro può essere calibrato con l'aiuto di un generatore di tensione sinusoidale, rettangolare o un generatore di impulsi.

In ogni caso, l'ampiezza delle tensioni applicate all'ingresso del filtro deve essere regolata in modo tale che un aumento di tale ampiezza non abbia effetti sulle indicazioni dell'apparecchio di misura. La frequenza delle tensioni applicate è regolata su quella corrispondente al numero di giri per minuto desiderato, che assicura la deviazione completa.

La frequenza f è calcolata con la formula seguente:

$$f = 2\,N \times \text{giri/minuto}/60\,C$$

dove N è il numedo dei cilindri del motore e C è uguale a 2 per un motore a due tempi e a 4 per un motore a quattro tempi. Si regola R_7 in modo da ottenere la deviazione completa dell'indice per il numero di giri/minuto desiderato.

La curva di figura 2 mostra la percentuale dell'errore di lettura in funzione della variazione della tensione di alimentazione compresa fra 5,7 e 7 V, la stabilità è migliore del 5 %. Le variazioni d'ampiezza, di larghezza e dei tempi di salita degli impulsi d'ingresso non hanno effetti sulla deviazione dell'indice.

Il consumo, in funzionamento, del tachimetro elettronico è dell'ordine di 100 mA, con lo stadio regolatore a diodo Zener. Questo consumo è basso in confronto alla capacità della batteria.

F. T.

(Da « L'electricité electronique moderne »)

GENERATORE D'IMPULSI A TRANSISTOR

Il generatore d'impulsi a transistor descritto è in grado di alimentare un reticolato elettrico a sei fili della lunghezza di 24 km. L'unità impiega un oscillatore bloccato a transistor per il pilotaggio del transistor di commutazione d'uscita posto sulla parte a bassa tensione di un trasformatore.
Nessuna parte dell'intero reticolato, quando la batteria è in funzione, è letale se viene toccato e solo i conduttori dell'alimentatore devono essere considerati pericolosi. I fili del reticolato possono essere tenuti in mano senza nessun pericolo, in quanto danno solamente una piccola scossa.

I reticolati elettrici sono usati in molti casi per confinare il bestiame in un singolo recinto o per tenerlo fuori da un recinto dove sia stato seminato. Per questo scopo si usa il reticolato a filo singolo. Questo consiste di una serie di paletti di sostegno fissati nel terreno a intervalli regolari, ognuno di essi ha un isolatore di plastica o porcellana fissato ad una altezza dove gli animali facciano più facilmente contatto. Un filo singolo, di solito di ferro zincato, viene tirato attraverso gli isolatori per l'intera lunghezza del reticolato. Le uscite del dispositivo che eccita il reticolato elettrico sono collegate una al filo e una a terra sul paletto di sostegno.

Lo svantaggio maggiore di questo tipo di reticolato e la ragione per la quale possono essere usati solo per brevi distanze è l'alta resistenza del ritorno di terra specialmente dopo un periodo di tempo secco.

Dove i reticolati elettrici devono essere usati per lunghe distanze e lasciati in permanenza, è consigliabile un reticolato con molti fili. Questi consistono di paletti aventi un numero di isolatori adatto per 2-4 o 6 fili. I reticolati migliori di solito richiedono uno spazio ragionevolmente chiuso e così sono molto comuni reticolati a 4 o 6 fili. La facilità dell'installazione e la leggerezza della costruzione possibile con un reticolato elettrico, danno una considerevole riduzione del costo in confronto con un reticolato ordinario. Questo è dovuto al fatto che un reticolato elettrico funziona respingendo elettricamente gli animali, invece di agire con la sua robustezza meccanica.

L'apparecchiatura

L'apparecchiatura è formata da un dispositivo che sviluppa brevi (fino a 100 ms) impulsi di alta tensione (fino a 5 kV) a intervalli regolari di circa 1 secondo. L'apparecchio dovrebbe essere in grado di dare gli impulsi sotto tutte le condizioni di funzionamento. L'impedenza di carico dell'apparecchio formata dal reticolato, è variabile. La capacità dipende dal numero, dallo spessore, dalla distanza dei fili e dalla lunghezza del reticolato; essa non è invece dipendente dalle condizioni climatiche. La resistenza in serie del reticolato è di solito trascurabile con reticolati a più fili. La resistenza parallelo del reticolato dipende completamente dalle condizioni climatiche, dalle condizioni degli isolatori e dalla posizione e condizione dell'erba che cresce intorno al reticolato. Gli impulsi ad alta tensione sono generati in un certo modo da una batteria o da un alimentatore. La maggioranza degli apparecchi usano ancora mezzi elettromeccanici per interrompere periodicamente la corrente attraverso il primario di un trasformatore per alta tensione. Nei modelli a batteria viene di solito usato un piccolo orologio del tipo a « scappamento » mentre nei modelli con alimentatore, viene usato un motorino sincrono. Dove l'apparecchio viene usato in permanenza e in queste condizioni, un contatto meccanico è meno adatto.

L'apparecchio descritto qui è progettato per essere usato con reticolati elettrici a più fili e per funzionamento permanente. Na-

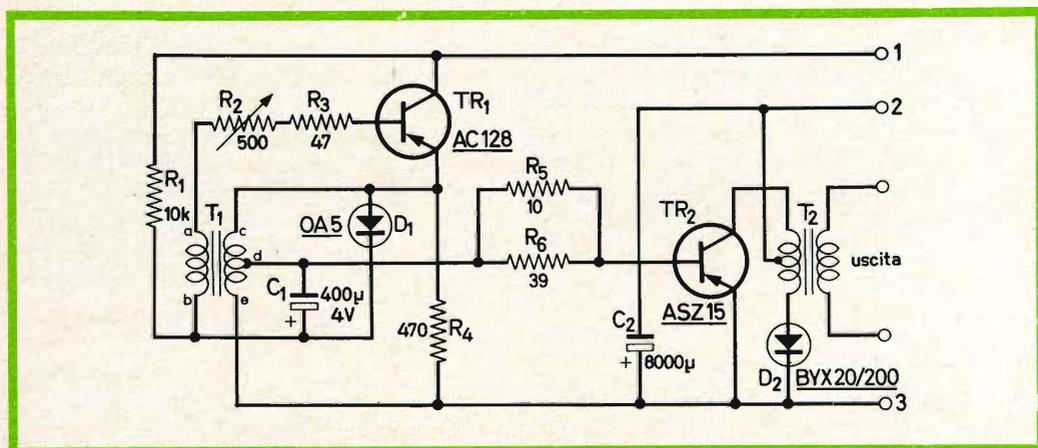



Fig. 1 - Schema elettrico del generatore d'impulsi.

COMPONENTI

Resistori

R_1 = 10 kΩ
R_2 = 500 Ω trimmer
R_3 = 47 Ω
R_4 = 470 Ω
R_5 = 10 Ω
R_6 = 39 Ω

Condensatori

C_1 = 400 μF, 4 V
C_2 = 8000 μF, 25 V

Transistor

Tr_1 = AC 128 con aletta di raffreddamento tipo 56200
Tr_2 = ASZ 15

Diodi

D_1 = OA 5
D_2 = BYX 20/200

turalmente è adatto anche per reticolati a un solo filo.

Per evitare l'inconveniente che i contatti si logorino esso è completamente transistorizzato e così non ha parti in movimento. Come alternative sono dati i funzionamenti con alimentatore o con batteria, sebbene sia più logico usare alimentatori, dove sia possibile. Un lungo reticolato a più fili ha di solito un'elevata capacità e così l'apparecchio è progettato per lavorare con carichi capacitivi elevati con una minima caduta di tensione. La maggior parte delle unità esistenti che sono progettate per reticolati corti a filo singolo, non danno un pilotaggio sufficiente all'alta capacità di un lungo reticolato a più fili.

Quando il transistor comincia a condurre la corrente di collettore aumenta per l'effetto induttivo del primario del trasformatore T_1. Questo aumento lineare nella corrente attraverso il primario, induce una tensione costante attraverso il secondario. Questa tensione indotta fornisce una corrente di base costante a Tr_1.

Quando la corrente di collettore raggiunge il valore $h_{FE} \cdot I_b$, prodotto del guadagno del transistor e della corrente di base, la corrente di collettore non può aumentare più a lungo. Ciò riduce la tensione sul secondario del trasformatore e quindi la corrente di base, che riduce ulteriormente la corrente di collettore; per questo è necessario un interruttore rigenerativo.

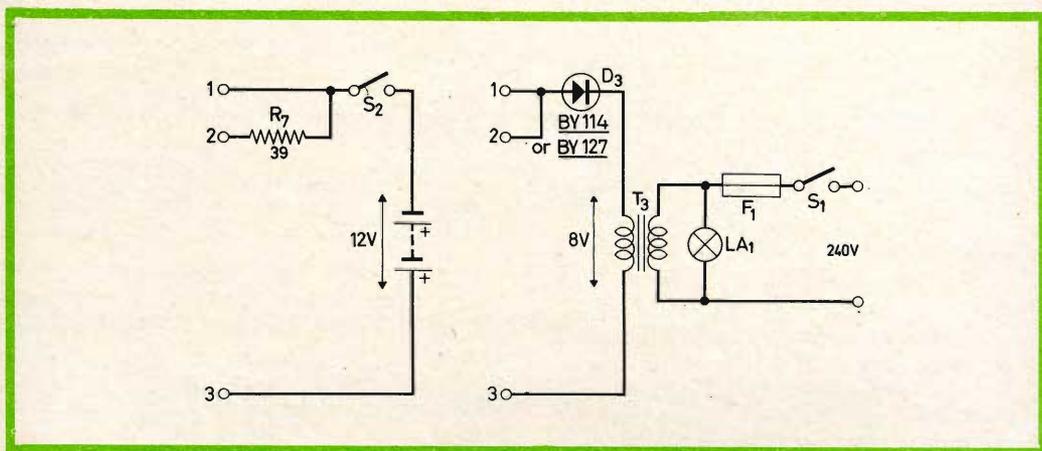



Fig. 1a - Circuiti per alimentazione a pila (a sinistra) e con alimentatore di potenza (a destra). $R_7 = 39\ \Omega$, LA_1 = lampada pilota.

Sebbene l'apparecchio descritto è molto buono con un carico altamente capacitivo, la caduta di tensione in funzione della lunghezza del reticolato è dovuta alla capacità del reticolato. Il risultato è che la tensione del reticolato è quasi insensibile alle condizioni del tempo, e alle condizioni della vegetazione attorno al reticolato.

Circuito pratico

Il circuito dell'apparecchio è riportato in Fig. 1. Il transistor Tr_1 funziona come oscillatore bloccato con il trasformatore T_1.

Il resistore variabile R_2 è usato per regolare la corrente di base per dare un costante prodotto $h_{FE} \cdot I_b$ e così una larghezza dell'impulso costante. Questo è necessario siccome h_{FE} varia fra transistor dello stesso tipo. Durante il periodo di conduzione il condensatore C_1 è caricato dalla corrente di base alla polarità mostrata. Quando Tr_1 è interdetto, l'energia magnetica in T_1 è trasferita a C_1 attraverso il diodo D_1, aumentando ancora la tensione su C_1. Questo da una polarizzazione positiva alla base di Tr_1 prevenendo che esso conduca fino a che C_1 si scarichi attraverso R_1. Il circuito è di-

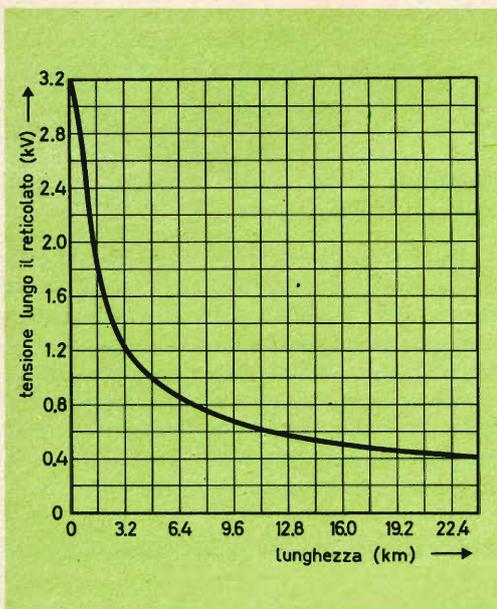



Fig. 2 - Grafico dell'intensità di tensione in funzione della lunghezza del reticolato.

mensionato in modo che un impulso di 5 ms caricherà C_1 sufficientemente per mantenere Tr_1 in interdizione per circa 0,75 secondi, così R_2 può essere regolato per dare un impulso ogni 0,75 ÷ 1 secondo.

Durante la conduzione di Tr_1, circa 5 V si sviluppano fra la presa centrale del primario di T_1 e massa.

Questo dà una corrente di base su Tr_2 di grandezza sufficiente per permettere il fluire di una corrente di collettore di 6-9 A; dipendendo ciò dal guadagno del transistor usato.

Questa corrente scarica il condensatore serbatoio C_2 attraverso l'avvolgimento primario di T_2, e così la maggior parte dell'energia elettrica nel condensatore è trasferita all'energia magnetica nel trasformatore di uscita. Quando Tr_1 è in interdizione così succede anche a Tr_2 e l'energia magnetica immagazzinata in T_2 è trasferita al reticolato elettrico in un treno d'impulsi smorzati.

L'energia verrà intercambiata fra il trasformatore e il reticolato (capacità) per un tempo considerevolmente più lungo della larghezza dell'impulso iniziale. L'avvolgimento più basso del primario e il diodo D_2, serve per prendere l'energia dal trasformatore quando nessun reticolato è collegato e proteggere così Tr_2 da tensioni eccessive. Sono date due alternative per l'alimentazione, una che usa due batterie a secco da 6 V e una che usa l'alimentazione ridotta dal trasformatore T_3 e rettificata dal diodo D_3.

In quest'ultimo caso la rettificazione in mezz'onda è sufficiente a caricare il condensatore a 12 V durante l'intervallo fra gli impulsi. È anche possibile una terza alternativa, collegando un secondario a 12 V fra la massa e i due terminali di ingresso uniti insieme. La batteria dovrebbe essere in grado di sopportare un impulso di 10 A con una caduta di tensione insignificante, se è il caso poi, C_2 può essere omesso.

Prestazioni

Il reticolato è stato provato con un equivalente reticolato a sei fili di ferro zincato con un diametro di 3 mm e con una capacità di 0,056 μF ogni 1,6 km; i risultati sono riportati nel grafico di Fig. 2. Per un allevamento di pecore, è richiesta una tensione minima di circa 400 V, questo reticolato sarebbe efficiente per una lunghezza di 24 km. Quando è usato per bestiame, la lunghezza servibile sarebbe minore.

Siccome l'attenuazione di tensione è dovuta all'aumento della capacità del reticolato, è ovvio che distanze maggiori dovrebbero essere ottenute con un reticolato a quattro fili e distanze ancora maggiori con un reticolato a due fili. La tensione sarà costante lungo tutta la lunghezza del reticolato qualunque sia la sua lunghezza.

La resistenza parallela del reticolato deve cadere a un valore molto basso prima che esso cominci a interessare la tensione del reticolato.

La corrente erogata dall'alimentatore sarà di circa 25 mA su ogni periodo d'im-

All'inizio del primario di T_2

Al termine del primario di T_2

Al termine del secondario di T_3

+ VE Batteria

C_7

All'inizio del secondario di T_3

Alla presa centrale del primario di T_2

C_2

All'interruttore S_2

R_6 R_5 TR_2 C_1 T_1 (d) punto rosso D_2 D_1 T_1 (b) T_1 (e) D_3 R_4 T_1 (c) (a) T_1 R_7 R_1 TR_1 R_3 R_2

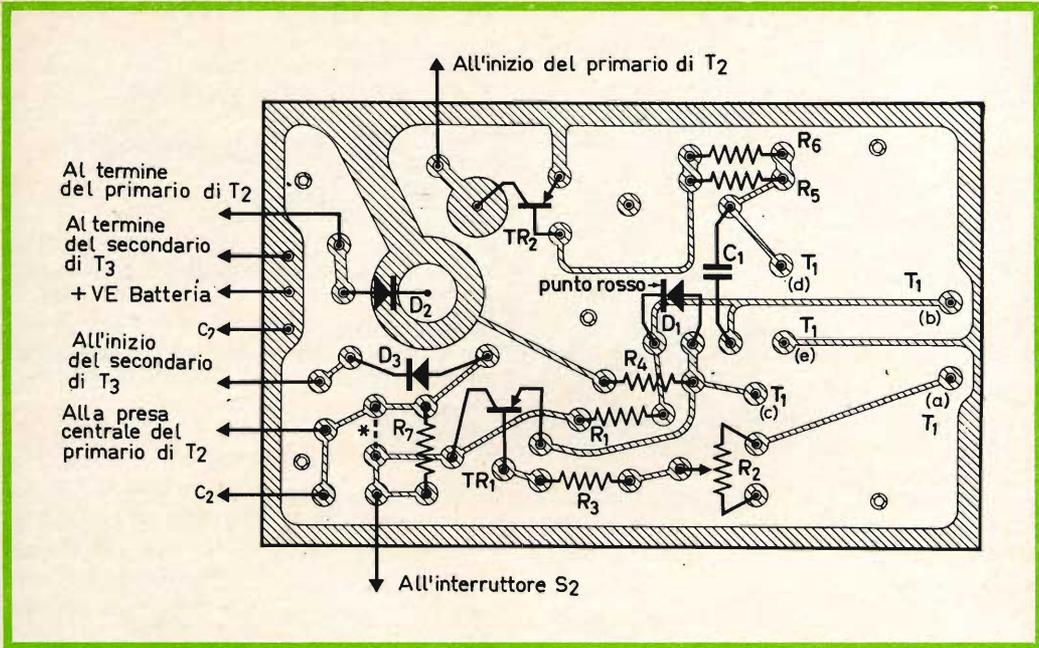



Fig. 3 - Piastra del circuito stampato su cui viene montato l'apparecchio. Il ponticello segnato con l'asterisco deve essere eliminato per il funzionamento con batterie.

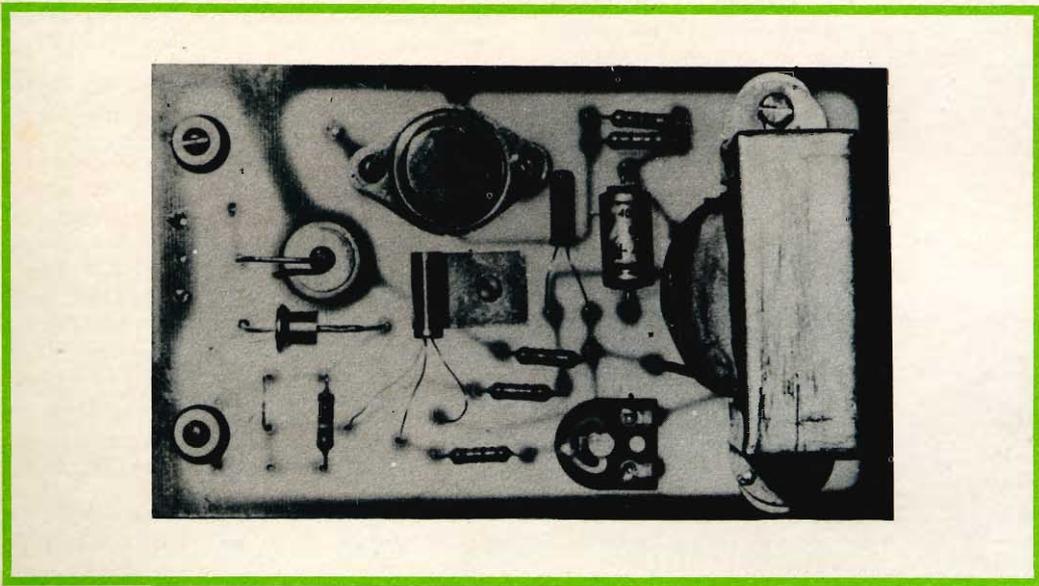



Fig. 4 - Esempio di realizzazione pratica del circuito montato su circuito stampato.

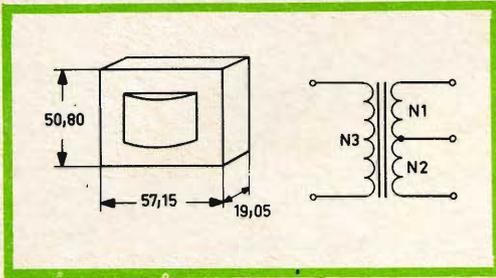



Fig. 5 - Dimensioni d'ingombro (in mm) del trasformatore dell'oscillatore bloccato.

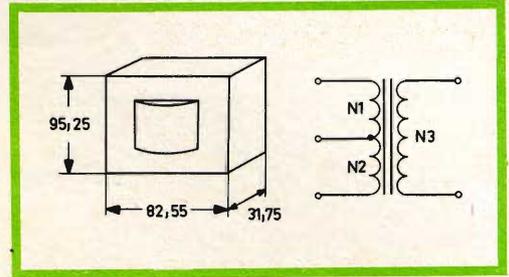



Fig. 6 - Dimensioni d'ingombro (in mm) del trasformatore per l'alta tensione. Gli avvolgimenti dovrebbero essere avvolti come segue: N3/2; N1/2; N2; N1/2; N3/2.

pulsi e la durata della batteria verrà calcolata da questo. Quando viene usato l'arrangiamento di fig. 1, il picco di corrente non è eccessivo.

Costruzione

Un circuito stampato è stato progettato per tutti i componenti esclusi i trasformatori T_2, T_3 e il condensatore C_2 che devono essere montati separatamente. La fig. 3 mostra la piastra del circuito stampato con la posizione dei componenti. La fotografia dà una veduta del circuito con i componenti montati, si noti l'aletta di raffreddamento su Tr_1 e l'assenza invece di alette su Tr_2 e D_2 che non le richiedono. L'intero circuito deve essere montato in una scatola impermeabile se deve essere lasciata all'aperto; comunque se si usa un alimentatore è preferibile che l'apparecchio venga montato al coperto e in una scatola normale.

L'intero apparecchio dovrebbe essere isolato elettricamente dalla scatola e questa dovrebbe prevenire contatti con il circuito. Non c'è alcuna sezione del circuito alimentato a batteria che sia letale quando viene toccato, e solo gli ingressi dell'unità alimentata con alimentatore possono essere pericolosi.

I terminali del reticolato possono essere tenuti in mano senza alcun pericolo, sebbene si riceva una scossa rilevante.

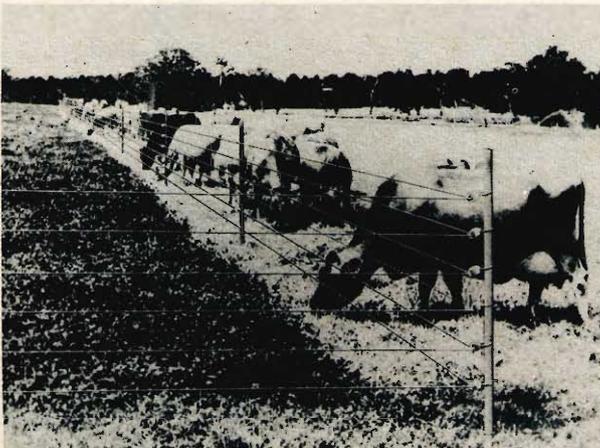



Fig. 7 - Realizzazione pratica del reticolato elettrico.

COSTRUZIONE DEI TRASFORMATORI

T_1 - trasformatore dell'oscillatore bloccato

Resistenza media dell'acciaio 19,05 x x 19,05 mm oppure M 42 Din senza traferro.

Dimensioni: vedere fig. 5.

Avvolgimento primario N1: 208 spire, diametro 0,5 mm.

Avvolgimento primario N2: 142 spire, diametro 0,5 mm.

Avvolgimento secondario N3: 292 spire, diametro 0,25 mm.

T_2 - trasformatore per alta tensione

Resistenza media dell'acciaio 31,75 x x 31,75 mm oppure E 178 Din; traferro di circa 0,4 mm (regolare il traferro per dare l'induttanza richiesta); isolante fra le piastre: 0,2 mm.

Avvolgimento primario N1: 56 spire, diametro 0,8 mm, L = 6,4 mH.

Avvolgimento primario N2: 13 spire, diametro 1,5 mm.

Avvolgimento secondario N3: 4040 spire, diametro 0,14 mm, L = 33 H.

Dimensioni: vedere fig. 6.

T_3 - trasformatore di alimentazione

Trasformatore da 240 V a 8 V, 50 Hz. Gli avvolgimenti primari e secondari dovrebbero essere avvolti in sezioni separate del nucleo e l'isolamento dovrebbe conformarsi con le regolazioni locali per gli apparecchi del reticolato elettrico.

EFFETI

(Da Digested Concern Literature)

CANCELLAZIONE DEL NASTRO MAGNETICO

A conclusione degli articoli apparsi nei numeri precedenti illustranti il funzionamento del registratore, diamo ora una descrizione dei metodi più comunemente usati per la cancellazione del nastro magnetico, in quei casi cioè in cui la registrazione precedente non interessa più e poter così utilizzare nuovamente il nastro magnetico.

Quando il nastro è stato registrato, è interessante, nel caso che la registrazione non interessi più, poter eliminare ciò che era registrato per poter riutilizzare il nastro, in modo da usare il nastro magnetico un numero illimitato di volte.

Per annullare le parole o la musica registrate in precedenza, sarà sufficiente neutralizzare il campo magnetico di ciascun piccolo magnete che costituisce il nastro.

Si utilizzano due procedimenti.

Cancellazione con magnete

Quando si desidera cancellare una registrazione, si avvicina un piccolo magnete al nastro e la sua influenza predomina su quella delle piccole particelle d'ossido di ferro, quest'ultime, in funzione della modulazione, ricevono una magnetizzazione variabile a secondo della porzione di nastro che viene interessata dalla testina di registrazione.

Tutte le particelle del nastro, nel momento in cui essi sfilano davanti al magnete, subiranno una magnetizzazione costante, che provoca la soppressione di tutta la modulazione magnetica del nastro (figura 1).

Cancellazione con corrente ad alta frequenza passante attraverso una testina speciale

Utilizzando per la cancellazione un magnete, ogni particella d'ossido di ferro non viene sottoposta che a una sola influenza da parte del magnete. Questo procedimento ha come maggiore inconveniente di lasciare un residuo di segnale registrato sul nastro, ciò si trasforma in un soffio durante l'ascolto di passaggi di debole dinamica.

La cancellazione attuata con correnti di alta frequenza ha il vantaggio di sottoporre ciascuna particella a diverse influenze e di conseguenza diminuisce i residui della registrazione precedente. Come mostra la

fig. 2, una corrente alternata della frequenza di circa 50.000 Hz circola all'interno di un circuito magnetico destinato a questo scopo. Esso si presenta sotto la forma normale di una testina di registrazione, solo la larghezza del traferro differisce sensibilmente in quanto raggiunge i 100 micron.

Le testine di cancellazione corrispondono a quelle di registrazione a due piste

Il traferro di questo tipo di testina ha un'altezza superiore a quello delle testine di registrazione a due piste, sempre per ragioni di sicurezza durante la cancellazione.

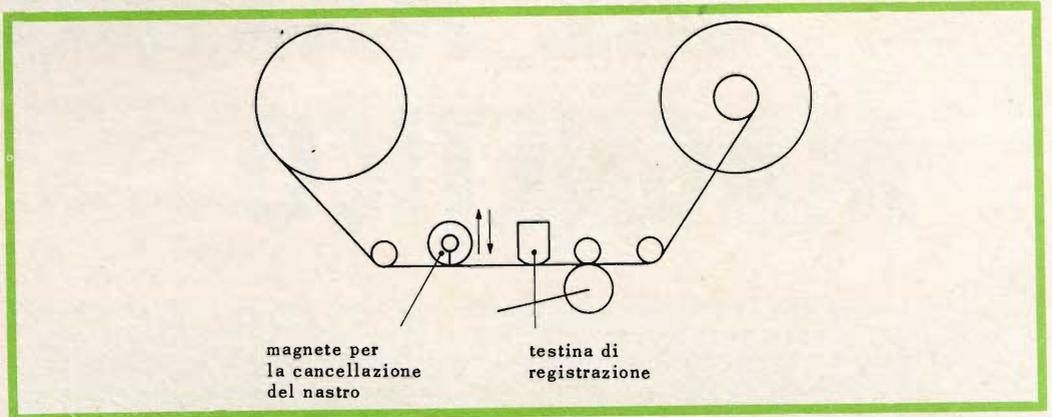



Fig. 1 - Sistema di cancellazione mediante magnete.

Le testine di registrazione corrispondono a quelle di registrazione monopista

L'altezza del traferro della testina di cancellazione è leggermente più grande di quella del traferro della testina di registrazione a una sola pista. La cancellazione si fa su una maggiore larghezza del nastro, ciò sarà una garanzia di una buona cancellazione.

Fig. 2 - Esempio di testina di cancellazione.

Le testine di cancellazione corrispondono a quelle di registrazione a quattro piste

La testina di cancellazione avrà in questo caso due circuiti magnetici disposti nello stesso modo di quello delle testine di registrazione a quattro piste, ma il traferro avrà un'altezza leggermente superiore a 1 millimetro per non lasciare una parte del nastro non cancellata. Le testine di cancellazione sono sempre situate davanti a quelle di registrazione, in modo da lasciare il nastro completamente smagnetizzato al momento della registrazione.

Ogni particella di ossido di ferro che si avvicina al traferro della testina di cancellazione, subisce una influenza crescente dalla parte di corrente ad alta frequenza che la attraversa.

Questa influenza passa per un massimo quando la particella di ossido di ferro considerata passa davanti al traferro, per diminuire quando la particella si allontana

Uno dei primi registratori semi-professionali, a sinistra, paragonato con uno dei più recenti modelli portatili.

dalla testina di cancellazione. Ogni particella subisce 26 cambiamenti di direzione di influenza magnetica con una velocità di svolgimento del nastro di 19 cm/s davanti a un traferro di 100 micron; questa condizione è sufficiente ad eliminare tutto il campo magnetico prodotto dalla precedente modulazione del nastro.

La corrente ad alta frequenza necessaria alla cancellazione ha, per delle ragioni di principio, la stessa origine di quella di polarizzazione. Le valvole che si utilizzano per l'amplificazione di potenza in riproduzione di un nastro magnetico registrato non vengono usate in registrazione, esse vengono usate in stadi oscillatori atti a produrre quella corrente in cui la frequenza oscilli attorno ai 50.000 Hz.

F. T.

(Da « Les Magnetophones Modernes »)

L'industria inglese Elliot-Automation ha progettato un tubo a raggi catodici interamente in materiali ceramici, il cui costo è competitivo con quello delle unità convenzionali in vetro e metallo.

Questo progetto è stato realizzato soprattutto per soddisfare le necessità militari di avere un tubo a raggi catodici capace di sopportare le più forti accelerazioni e le più severe condizioni di vibrazione. Nel nuovo tubo il cannone elettronico è costituito da un materiale ceramico: l'allumina! su cui è stato depositato un sottile strato di metallo. Il cannone stesso è parte integrante dell'intero involucro ceramico. Lo schermo è in vetro, ma anche per questa parte è prevista la possibilità di usare un materiale trasparente di composizione simile a quella dell'allumina. L'uso dei materiali ceramici permette di trattare il tubo a temperature più elevate durante la fabbricazione, raggiungendo così un vuoto più spinto e di conseguenza una durata operativa superiore. Inoltre è possibile allineare il cannone con maggiore precisione, dato che ciò avviene durante l'assemblaggio iniziale. L'unità risulta molto robusta ed è in grado di resistere ad accelerazioni di parecchi « g ».

PROVATRANSISTOR SPERIMENTALE

Si descrive una realizzazione puramente sperimentale di uno strumento per la prova dei transistori che per la sua praticità potrebbe essere molto utile a tutti coloro che per ragioni di lavoro impiegano per la realizzazione dei loro circuiti, i semiconduttori.

Uno strumento di laboratorio dovrebbe avere, in generale i seguenti requisiti:

1) Misurare i parametri dei transistori più comunemente usati nei circuiti pratici.
2) Misurare i suddetti parametri con una precisione di almeno ± 5% del fondo scala, durante misure assolute e migliori di queste per misure comparative.
3) Semplicità d'impiego.
4) Essere indipedente da alimentatori esterni.
5) Poco costoso ed equipaggiato con componenti di facile reperibilità.

Lo strumento descritto misura il guadagno e la corrente di dispersione di transistori di piccola o media potenza, con corrente di collettore fino a 100 mA, con una precisione determinata da quattro fattori: il suo strumento incorporato, lo strumento impiegato per la calibrazione, la tensione della batteria, la corrente di base e le resistenze in parallelo allo strumento.

La calibrazione viene fatta accuratamente e controllata su tutte le gamme, la precisione si troverà entro i limiti specificati con una precisione del 2% o migliore. Il complesso dei controlli e dei circuiti di commutazione dà la massima protezione al transistore in prova e allo strumento, malgrado la semplicità d'impiego del complesso. Alimentando il complesso con batterie, lo si può usare in ogni luogo mantenendo allo stesso tempo un basso costo. Comunque se si usa un alimentatore di potenza, si possono aggiungere altre gamme per misurare transistori di potenza maggiore.

Metodi di misura

I parametri dei transistori che richiedono di essere misurati più di frequente sono la corrente di dispersione collettore-base I_{co}, e il guadagno di corrente β. Il metodo più semplice per la misura di I_{co} è di cortocircuitare la base con l'emettitore e con un'adatta tensione collettore-emettitore, leggere la corrente diretta risultante su

uno strumento. Ad eccezione dei transistori al silicio adatti per segnali deboli, la corrente di dispersione sarà di 1 μA o più e può essere misurata con uno strumento da 100 μA fondo scala. La dispersione dei transistori al silicio per segnali deboli è di solito trascurata alla temperatura ambiente così che se anche lo sirumento non è in grado di misurarla, non è un ostacolo alla buona riuscita del complesso, mentre un transistore difettoso avente un'alta corrente di dispersione darebbe l'indicazione della sua condizione. Il metodo più comune per la misura del parametro β è di inviare una corrente di base nota I_b sul transistore in prova, e misurare la corrente di collettore corrispondente su uno strumento con fondo scala di valore pari a 100 I_b. Il valore di β è allora uguale alla corrente di collettore e viene letto direttamente sulla scala dello strumento. A causa della sua semplicità questo metodo è largamente usato ma ha anche un serio ostacolo.

La maggior parte delle caratteristiche dei transistori sono funzione della corrente di collettore ed è perciò normale nei circuiti pratici che il transistore funzioni con una corrente di collettore definita.

Di conseguenza se si devono effettuare prove utili su transistori essi devono essere fatti funzionare alla stessa corrente di collettore usata nel funzionamento pratico.

Questo è impossibile da ottenere con il semplice metodo descritto sopra, a meno che la corrente di funzionamento sia uguale a β volte la corrente di base del transistore in prova. È necessario, perciò avere un mezzo per variare facilmente la corrente di collettore e quindi la corrente di base. Le variazioni di β in funzione della tensione di collettore sono piccole, ad eccezione che nella regione di saturazione.

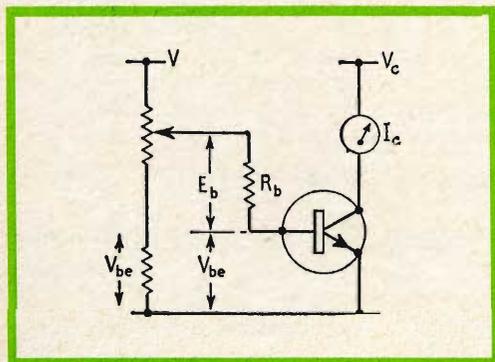



Fig. 1 - Circuito fondamentale usato per la misura del parametro β.

È possibile ottenere una misura del guadagno di corrente di saturazione come descritto successivamente.

Il circuito base usato per la misura del parametro β è riportato in fig. 1.

Si definisce: $\beta = I_c/I_b$

$I_b = E_b/R_b$

$\beta = I_c \cdot R_b/E_b$

Se I_b è molto piccola in confronto con la corrente totale in RV_1, allora si ha: $E_b = \delta V$, dove δ è la percentuale della rotazione del cursore del potenziometro dall'estremità inferiore, e si ha:

$$\beta = I_c \cdot R_b/V \cdot 1/\delta$$

Se a) I_c è letto su uno strumento con scala 0-10,

b) R_b/V è uguale a $I_{cmax}/10$ (I_{cmax} è a fondo scala),

c) il potenziometro è a scala iperbolica da 10 fino a 1, allora:

$$\beta = I_c \cdot 1/\delta$$

Questo principio è usato negli apparecchi commerciali, ma ha due inconvenienti.

Se la condizione $I_b = V/RV_1$ deve essere soddisfatta, il potenziometro richiesto deve dissipare una potenza rilevante quando si misurano le più alte correnti di collettore.

Questo aumenta le dimensioni e il costo del potenziometro, e nel caso di alimentazione a batterie, ciò significa adottare batterie più grandi e più costose.

Se non si facesse questo, il carico combinato del collettore o le correnti del potenziometro ridurrebbero la tensione delle batterie e le misure risulterebbero errate. Poiché il guadagno è proporzionale al reciproco della rotazione del potenziometro, il quadrante deve essere calibrato con una scala bassa-inversa. Tale scala è molto com-

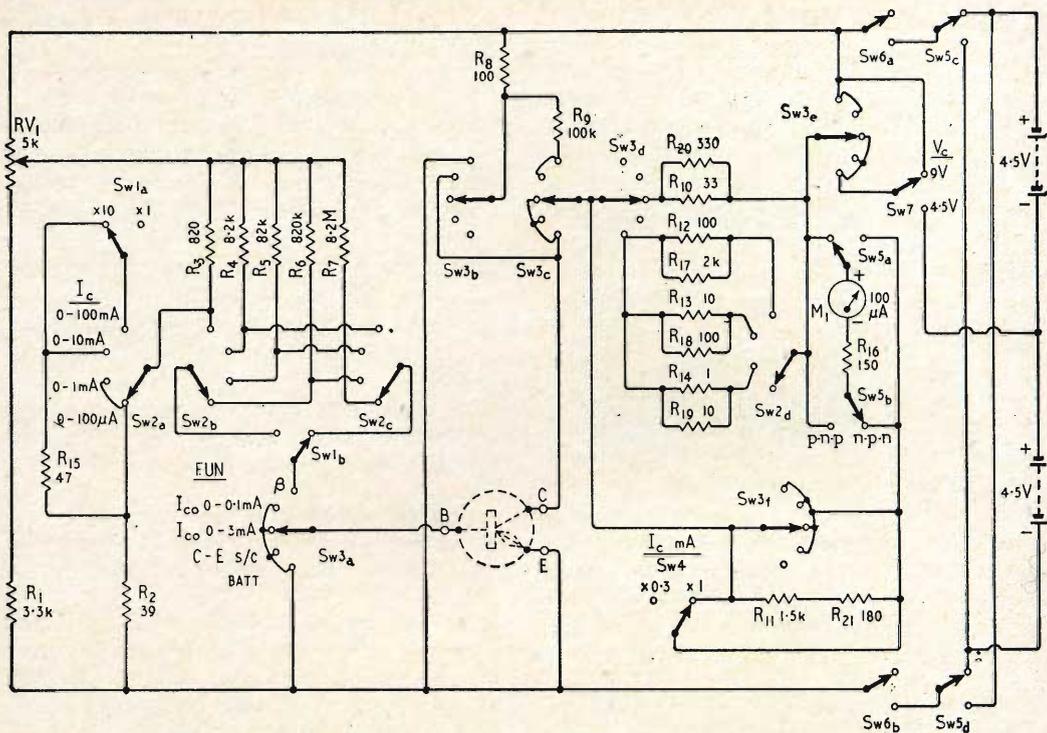



Fig. 2 - Schema elettrico completo del provatransistori. I commutatori sono posti nelle stesse posizioni di quelli di fig. 3. Per la lettura delle misure, si deve premere il pulsante S_{w6a}.

COMPONENTI

Resistori

Tutti i resistori sono da 1/4 W, ± 5% salvo diversamente specificato.

R_1 = 3,3 kΩ
R_2 = 39 Ω
R_3 = 820 Ω, 1%
R_4 = 8,2 kΩ, 1%
R_5 = 82 kΩ, 1%
R_6 = 820 kΩ, 1%
R_7 = 8,2 MΩ, 1%
R_8 = 100 Ω, 1 W
R_9 = 100 kΩ, 1%
R_{10} = 33 Ω
R_{11} = 1,5 kΩ
R_{12} = 100 Ω
R_{13} = 10 Ω
R_{14} = 1 Ω, 5% a filo
R_{15} = 47 Ω
R_{16} = 150 Ω
R_{17} = 2 kΩ
R_{18} = 100 Ω
R_{19} = 6,8 Ω
R_{20} = 330 Ω
R_{21} = 180 Ω

Commutatori

S_{w1} = 2 posizioni, 2 vie
S_{w2} = 4 posizioni, 4 vie
S_{w3} = 6 posizioni, 5 vie
S_{w4} = 1 posizione, 2 vie
S_{w5} = 4 posizioni, 2 vie
S_{w6} = 2 posizioni, 2 vie (pulsante)
S_{w7} = 1 posizione, 2 vie
M_1 = strumento da 100 μA fondo scala

pressa ad una estremità, e questo riduce la precisione della lettura.

Se il cursore del potenziometro è shuntato a massa da un resistore di valore pari a $RV_1/10$, la relazione fra la tensione e la rotazione del cursore segue circa una legge inversa; scegliendo RV_1 e R_b in questo rapporto, la dissipazione di potenza in RV_1 per una data corrente di base viene ridotta in modo considerevole.

Il metodo per la misura del parametro β è la stessa descritta prima ma ora il potenziometro ha uno spostamento lineare. Il solo svantaggio è che ogni strumento deve essere calibrato separatamente, ad eccezione di RV_1 che si può ottenere con una tolleranza fine su entrambe le resistenze totali degli avvolgimenti. Comunque, poiché la calibrazione è necessaria per le differenze nella tensione V_{be} dei transistori al silicio e al germanio, questo svantaggio non è da considerarsi serio.

Considerazioni pratiche

Consideriamo ora il circuito completo dell'analizzatore di transistori, fig. 2 esso si può dividere in due parti principali.

A sinistra dei terminali di collegamento si trovano i componenti per la regolazione della corrente di base, mentre a destra vi sono i circuiti per la prova delle varie correnti di collettore.

Il commutatore Sw_2 seleziona le gamme della corrente di collettore e quindi della corrente di base con le quali si devono fare le misure. Se la corrente di collettore è vicina alla estremità inferiore della gamma e il transistore ha un alto guadagno, non è possibile ridurre la corrente di base in modo sufficiente. Di conseguenza si aggiunge Sw_1, che riduce la corrente di base di un fattore pari a 10, perciò β viene moltiplicato per 10.

Sulla portata più alta della corrente di collettore, RV_1 viene caricata da R_3 e dal diodo base emettitore del transistore in prova. Allo scopo di mantenere questo stesso carico su tutte le portate di Sw_2, R_2 e R_{15} vengono aggiunte a R_3 quando è richiesto. I valori scelti sono un compromesso fra i valori della tensione V_{be} dei transistori al silicio e al germanio.

Il commutatore di « funzione », Sw_3 e quello di « lettura », Sw_6, sono regolati in modo da dare la protezione massima sia al transistore in prova che allo strumento. Per controllare la batteria, la sua tensione è misurata con un carico di 100 Ω. La tensione di una buona batteria varierà di poco con un carico di 100 mA; di conseguenza se è esatta con 90 mA si può ritenere esatta per tutti i valori della corrente di collettore. Lo stesso circuito di misura è usato per controllare il cortocircuito fra collettore e base o emettitore, la resistenza da 100 Ω ora agisce come limitatore di corrente.

Questa stessa posizione indica la corrente di fuga fino a 90 mA, con il commutatore posto sulla posizione « C-E S/C ».

Nessun danno ne risulterà se il commutatore è temporaneamente posto in questa posizione, comunque, nessuna tensione è applicata al circuito fino a che il commutatore è in posizione « lettura ».

Un altro vantaggio di questo commutatore è che lo strumento è automaticamente escluso quando non è in funzione.

Purché le misure della corrente di fuga siano soddisfatte, il commutatore « funzione » è posto su « β » e le misure fatte sono descritte sotto « funzionamento ». Sw_2 commuta le resistenze di shunt appropriate sullo strumento, mentre Sw_4 provvede ad espandere la terza scala più bassa dello strumento. Il metodo mostrato è il più economico che può fornire sette gamme separate per la corrente di collettore, con i loro corrispondenti shunt. L'aumento della caduta di tensione attraverso lo strumento è di piccola entità, il suo effetto sul fattore β e su I_{co} è trascurabile.

La scelta dello strumento è molto importante, i requisiti principali sono: un movimento lineare della bobina mobile, un fondo scala di 100 μA con la scala calibrata 0-10, 0-3. Fino a quando il costo delle resistenze shunt non diminuirà, il metodo mostrato, che usa resistori ad alta stabilità, è il più economico. Lo strumento consigliato

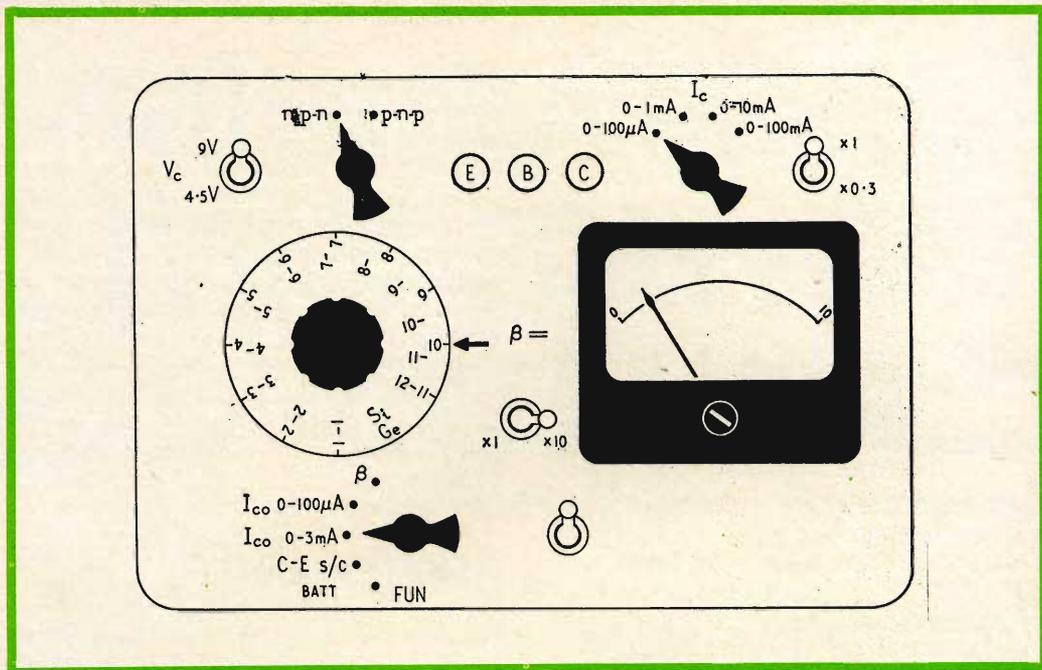



Fig. 3 - Esempio di disposizione sul pannello frontale dei commutatori e dello strumento. Il valore del parametro β è dato dal prodotto dei valori letti sul quadrante e sullo strumento. Il pulsante di lettura è posto sotto lo strumento.

ha una resistenza della bobina di 700 Ω ± 20% ed R_{16} è scelta in modo da dare una resistenza totale di 850 Ω. I resistori ad alta stabilità sono poi selezionati per fornire i valori di shunt.

Il valore della tensione di collettore fu dettato dalla efficienza delle batterie insieme con uno studio delle condizioni alle quali si misura il fattore β. Il secondo mostrava una preferenza per la gamma 4,5-9 V, così che furono scelti questi due convenienti valori. Con questi valori si è in grado di provare quasi tutti i transistori in commercio.

Una disposizione conveniente dei vari controlli è mostrata in fig. 3. Per far ciò è necessario un pannello avente dimensioni di 250 mm x 180 mm e profondità di 100 mm. Le altre dimensioni non possono essere fissate in quanto dipendono dai vari componenti. In fig. 4 è rappresentata la scala dello strumento.

La scala per il potenziometro è calibrata nel modo seguente. Collegare un transistore al germanio di media potenza, per esempio OC 72, ai terminali con uno strumento di diverse portate a bassa resistenza in serie con la base. Con 9 V applicati al circuito e il commutatore I_c sulla portata 0-100 mA, il potenziometro varierà la corrente di base da 1 mA a 10 mA. La scala è poi calibrata secondo le correnti:

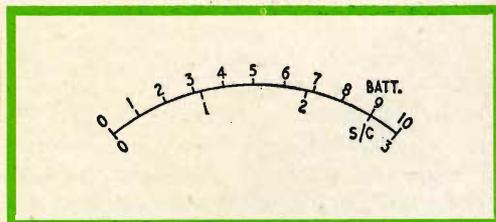



Fig. 4 - Suddivisione della scala dello strumento.

I_b (mA)	Scala
10	1
5	2
3,3	3
2,5	4
2,0	5
1,67	6
1,43	7
1,25	8
1,11	9
1,0	10

Questo procedimento viene poi ripetuto con un transistore al silicio.

ISTRUZIONI DI FUNZIONAMENTO

Oltre alla prova dei transistori, il tester può essere usato per provare la continuità e la corrente di dispersione dei diodi.

Continuità del diodo

I commutatori devono essere posti nelle seguenti posizioni:

V_c : 9 V; polarità: n-p-n; funzione: batteria.

L'anodo del diodo viene collegato al terminale C mentre il catodo al terminale E. Premendo il pulsante « Lettura », la tensione di batteria è indicata sulla scala 0-10 dello strumento e dovrebbe essere 9 V. Il commutatore « Funzione » è poi girato su « C-E S/C » e premendo il commutatore « Lettura » si avrà una lettura da 7½ a 9 V., dipendendo dalla tensione sviluppata attraverso il diodo conduttore. Se l'indice dello strumento non subisce nessun spostamento vuol dire che il circuito è aperto. (N.B. La corrente diretta durante questa prova è di circa 90 mA).

Corrente inversa del diodo

Posizione dei commutatori: V_c : 9 V; polarità: p-n-p; funzione: C-E S/C. Un corto circuito nel diodo sarà indicato da una lettura sullo strumento di 9 mentre le correnti di fuga fino a 90 mA danno letture proporzionali. Purchè la corrente di fuga sia minore di 3 mA, il commutatore « Funzione » può selezionare la I_{co} nella gamma 0-3 e, se minore di 100 µA, nella gamma 0-100 µA.

Transistor in corto circuito

Il transistor è collegato ai terminali appropriati, le polarità V_c e I_c poste come richiesto. Il commutatore « Funzione » è prima posto sulla posizione « batteria » poi su « C-E S/C ». Un cortocircuito fra il collettore e la base o l'emettitore è indicato da una deflessione dello strumento a 9, o cortocircuito, che corrisponde a 90 mA senza importanza per la gamma del commutatore I_c. Correnti di fuga fino a 90 mA daranno 3 mA, il commutatore funzione può essere spostato nella posizione successiva. Se fosse richiesta una I_{co}, si può leggere su una gamma adatta, con il terminale di base non collegato.

Guadagno β del transistore

Allo scopo di prevenire danneggiamenti si dobrevve sempre seguire la procedura sopra descritta, anche se la sola informazione richiesta è il valore di β.

Tenendo conto che non ci sono cortocircuiti o alte correnti di fuga, il commutatore « funzione » è girato su « β », il potenziometro e il commutatore X1/X10 regolato finché la corrente di collettore richiesta è indicata sullo strumento. Il valore di β è poi dato da:

Lettura del quadrante x per lettura dello strumento x 1 o x 10.

Se sulla gamma x 0,3 della corrente di collettore, allora la lettura dello strumento è sulla scala 0-3. Allo scopo di evitare sovraccarichi allo strumento, è consigliabile iniziare con il commutatore x1/x10 posto su 10. Un tale sovraccarico non può danneggiare lo strumento, comunque, essendo di breve durata, il pulsante « lettura » deve essere rilasciato immediatamente dopo che si è fatta la misura.

N.B. - È sempre necessario premere il pulsante « lettura » per ottenere una misura qualsiasi, siccome non è applicato alcun segnale al misuratore finché questo pulsante è chiuso.

ALFA

(Da « Electronic World »)

MISURATORE D'IMPEDENZA D'ANTENNA

L'apparecchio che descriviamo è destinato a determinare l'impedenza di un'antenna, da 0 a 500 Ω, e la sua frequenza di risonanza. Esso permette inoltre l'adattamento di un'antenna con la sua linea di trasmissione, cosa questa essenziale per ottenere il miglior rendimento del trasmettitore.

Come indicato dallo schema di fig. 1, l'apparecchio è costituito essenzialmente da un ponte comprendente R_1, R_2, P e R_x.

In equilibrio si ha: $R_1 : R_2 = P : R_x$, l'impedenza dell'antenna si comporta come una resistenza pura uguale a P, quando questa antenna va in risonanza. Se l'antenna non è adattata alla frequenza di misura, si osserva sempre uno squilibrio del ponte, che aumenta quanto più il tasso di onde stazionarie è basso.

Il transistore T, OC 70 ha il compito di amplificare il segnale per ottenere uno zero più netto sull'apparecchio di misura, fissato sulla parte superiore del contenitore dell'apparecchio.

Il segnale può essere fornito da un oscillatore grid-dip o da un generatore RF, qualunque sia il metodo di accoppiamento: esso si attua per mezzo di qualche spira (6-15 secondo la frequenza) le cui due estremità vengono collegate alle prese d'ingresso (fig. 2a) oppure direttamente al generatore (fig. 2b).

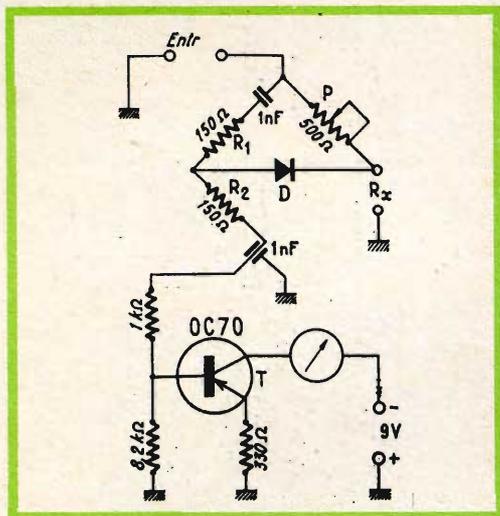



Fig. 1 - Schema elettrico del misuratore d'impedenza. Entr = Ingresso.

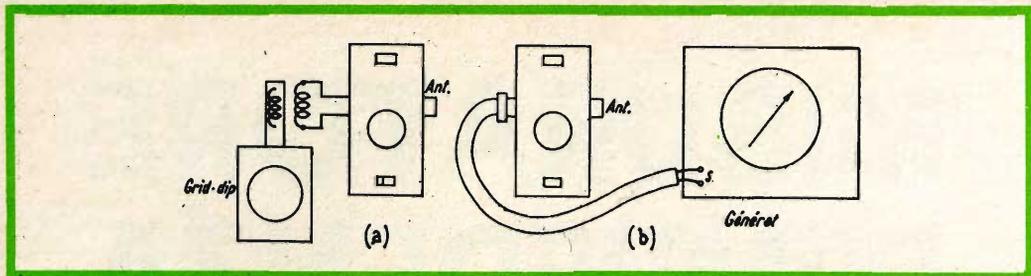



Fig. 2 - Due diversi metodi di accoppiamento del misuratore d'impedenza. S = uscita del generatore RF.

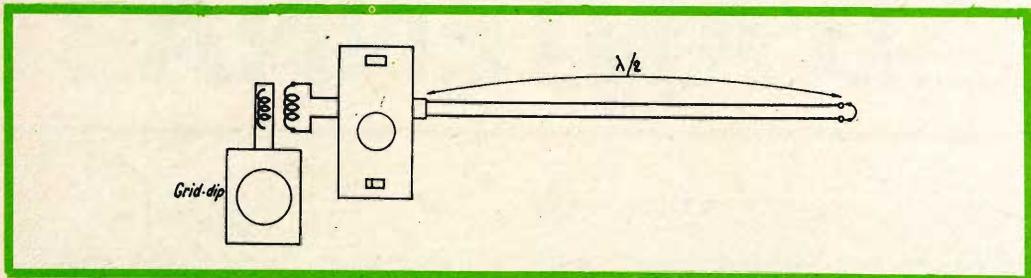



Fig. 3 - Metodo di misura su linee in mezz'onda.

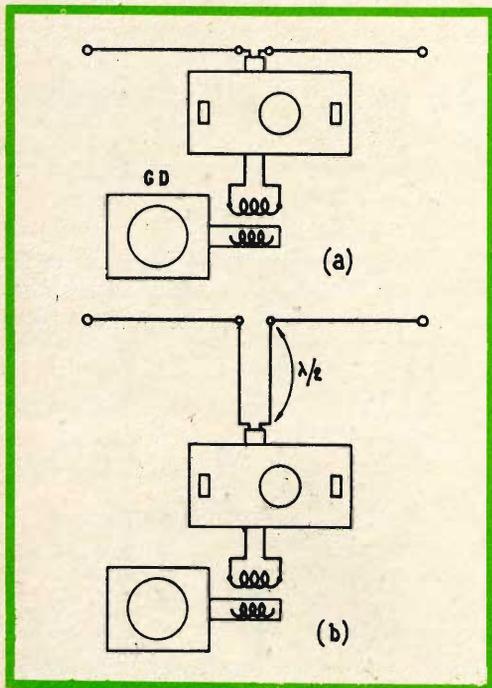



Fig. 4 - Metodo di misura su antenne.

ESEMPI DI MISURE

Misure su linee in mezz'onda (fig. 3)

La caratteristica principale di una linea in mezz'onda è di riprodurre a una delle sue estremità, la resistenza che è applicata all'altra estremità, di qui la sua utilità per alimentare le antenne trasmittenti.

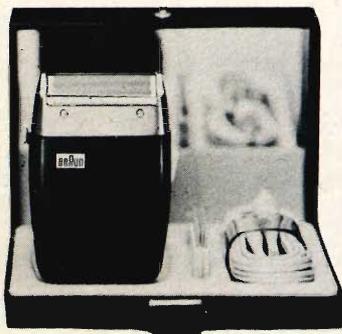
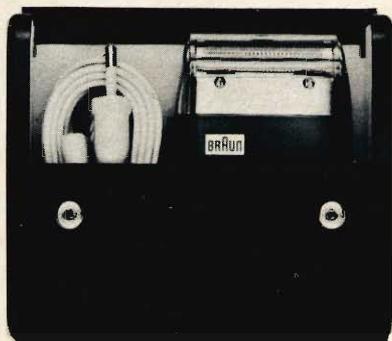
Con l'aiuto del misuratore d'impedenza, è facile « tagliare » una linea. Regolare il potenziometro a zero, cortocircuitare una estremità della linea e collegare l'altra alla presa d'antenna (fig. 3). Cercare con l'aiuto di un grid-dip la più bassa frequenza per la quale l'indicatore segna zero. Togliere il cortocircuito e collegare una resistenza R non induttiva. Si deve ritrovare lo zero per un valore di P uguale a quello di R. Si può così tagliare la linea per quella risonanza sulla frequenza desiderata.

Misure su antenne

Spesso è poco comodo poter accoppiare un grid-dip a un'antenna per trovare la

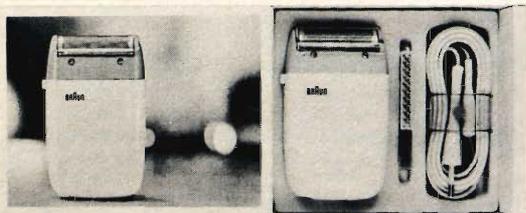
RASOI ELETTRICI BRAUN

Braun sixtant

Rasoio elettrico dalle eccezionali prestazioni. Cornice porta-lamina in metallo zigrinato. Lamina brevettata a nido d'ape con superficie di slittamento in platino, sottilissima, a sospensione elastica, facilmente smontabile. 36 lame d'acciaio nobile affilate in modo speciale. Tagliabasette. Interruttore incorporato. Alimentazione: 110 ÷ 220 V c.a. con cambiotensione. 3 anni di garanzia internazionale.

Nuovo Braun parat

Rasoio elettrico dalla rasatura rapida e a fondo. Sistema a sospensione elastica, con lamina cromata a fenditure a falce e 32 coltelli in acciaio inossidabile. Tagliabasette incorporato a cornice cromata. Interruttore. Alimentazione: 110 ÷ 220 V c.a. con cambiotensione. 3 anni di garanzia internazionale.

Nuovo Braun special

Rasoio elettrico in grado di soddisfare qualsiasi esigenza. Motore ad ancora oscillante. Cornice porta-lamina in Delrin infrangibile. Lamina brevettata in acciaio nobile sospesa elasticamente e facilmente smontabile. 32 lame d'acciaio, affilate in modo speciale. Tagliabasette. Alimentazione: 110 ÷ 220 V c.a. con cambiotensione. 3 anni di garanzia internazionale.

Nuovo Braun parat BT

Rasoio elettrico, alimentato in corrente continua, dalle prestazioni identiche a quelle dei modelli alimentati in alternata. Cornice porta-lamina in metallo cromato. Lamina brevettata in acciaio nobile sospesa elasticamente e facilmente smontabile. 32 lame d'acciaio affilate in modo speciale. Tagliabasette. Contenitore per 4 pile monocelle, mezzatorcia, 1,5 V. Presa per batteria d'auto a 6 V e 12 V, intercambiabile. 1 anno di garanzia internazionale.

Braun stab

Rasoio elettrico, funzionante in corrente continua, dalla linea elegante, provvisto di un'ampia superficie radente di forma circolare. Lame rotanti d'acciaio temprato e sospese elasticamente. Griglia circolare - sistema rotante - con fenditure oblunghe. Alimentazione: a pila monocella 1,5 V. 1 anno di garanzia internazionale.

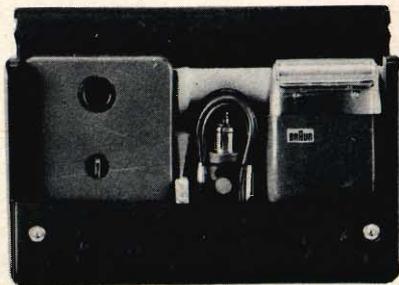
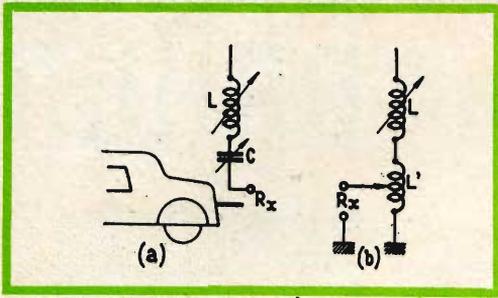



Fig. 5 - Metodo di misura su antenne verticali e mobili.

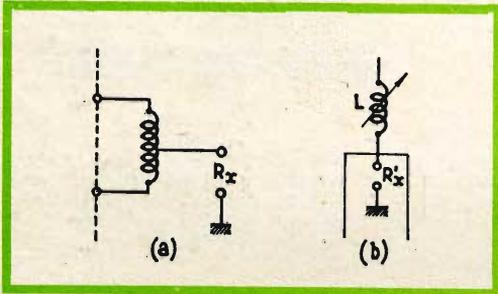



Fig. 6 - Metodo di misura su antenne trasmittenti.

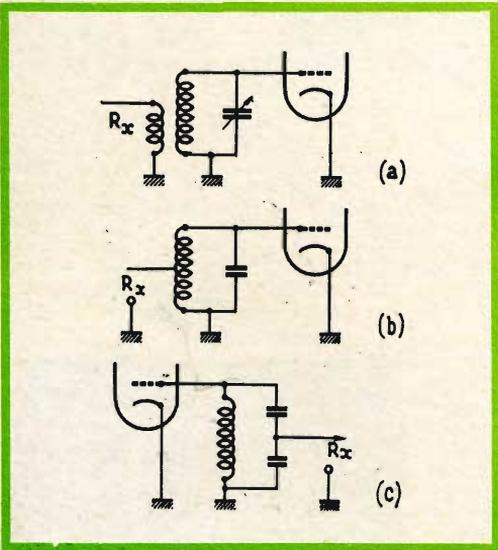



Fig. 7 Circuiti di adattamento d'impedenza all'ingresso di un ricevitore.

sua frequenza di risonanza, in modo particolare quando il coefficente di sovratensione è basso.

Nel caso di un'antenna a stilo parassita, il misuratore di impedenza viene collegato al centro dell'antenna, fig. 4a, se questa è accessibile o per mezzo di una linea in $\lambda/2$ di qualsiasi impedenza, figura 4b; non resta poi che trovare il minimo.

Antenna verticale

L'impedenza di un'antenna verticale può variare secondo l'angolo di inclinazione dei radiatori fra 35 e 75 Ω; il misuratore permette di regolare con precisione questo angolo per adattare la linea di trasmissione.

Queste misure sono valide anche per un'antenna mobile; L e C oppure L' e C' sono regolati per avere $R_x = R_o$ (figg. 5a e 5b).

Antenna trasmittente di telecomando (figg. 6a e 6b)

Per evitare di avere un'antenna troppo lunga su 27,12 MHz, spesso si inserisce, al centro, un'induttanza.

Per la regolazione delle misure si deve procedere nel modo seguente: si regola l'antenna sulla frequenza e si rileva la sua impedenza R_x', poi si regola la presa o il circuito di adattamento del trasmettitore per avere $R_x = R_x'$. In questo caso si può utilizzare un oscillatore pilotato da un quarzo di 27,12 MHz.

Adattamento d'impedenza all'ingresso di un ricevitore (figg. 7a, b, c)

Tutte le misure precedenti sono ancora valide quando si vuole adattare l'impedenza di un circuito d'ingresso a quello di un'antenna. È indispensabile, s'intende, accordare il ricevitore sulla frequenza di misura.

BETA

(Da « Le Haut-Parleur)»)

CALCOLO E AVVOLGIMENTO DI UN TRASFORMATORE D'ALIMENTAZIONE

In questo articolo, che pensiamo interesserà in modo particolare ai piccoli costruttori, si descrive il metodo da seguire per il calcolo e l'avvolgimento di un trasformatore d'alimentazione.

Benché l'acquisto di un trasformatore di alimentazione normale attualmente non porta più dei problemi, potrà capitare che si desideri che il trasformatore fornisca una tensione e una corrente determinata, e, per questo motivo, non si riesca a trovare esattamente quello che si vuole.

In questo articolo, spieghiamo il modo di ottenere i risultati voluti partendo dal nucleo di un trasformatore d'alimentazione difettoso o inutilizzabile — calcolando ed effettuando gli avvolgimenti. Poiché, per i circuiti transistorizzati i valori delle tensioni d'alimentazione sono fortemente divergenti, questo articolo sarà senza dubbio di una certa utilità per molti dei nostri lettori.

Si deve disporre di un trasformatore in cui il nucleo sia intatto e la carcassa della bobina possa ancora essere utilizzata in caso di necessità. Si procede nel modo seguente:

Supponiamo di aver bisogno di un trasformatore che deve soddisfare alle seguenti caratteristiche (vedere la fig. 1) tensione del primario: 200 V (50 Hz)
tensioni e correnti secondarie: 2 x 280 V (un avvolgimento a deviazione media)

6,3 V/4 A
4 V/1 A

(Per mezzo di un raddrizzatore a ponte, lo avvolgimento 2 x 280 V deve fornire una tensione continua di 300 V per una corrente continua di 100 mA). Con l'aiuto di questi dati, si calcola la potenza prelevata sul secondario. Per questo calcolo, si devono osservare tre punti:

1. La potenza degli avvolgimenti per i quali non si applica un raddrizzamento, è uguale al prodotto della tensione e della corrente.

2. La potenza degli avvolgimenti per i quali si attua un raddrizzamento è uguale al prodotto della tensione, della corrente e di un certo fattore di forma F. Questo fattore di forma F è in media di 1,5 per i raddrizzatori a ponte e i montaggi raddrizzatori bifasi, mentre è in media di 5 per i montaggi raddrizzatori monofase.

3. Secondo la fase della tensione alternata, i due avvolgimenti di 280 V sono utilizzati alternativamente. Così dopo il raddrizzamento e il filtraggio è fornita una tensione continua di 300 V.

La corrente circolante nell'avvolgimento primario è allora:

$$I_{prim} = 89/220 = 0,4 \text{ A}$$

Le correnti che attraversano gli avvolgi-

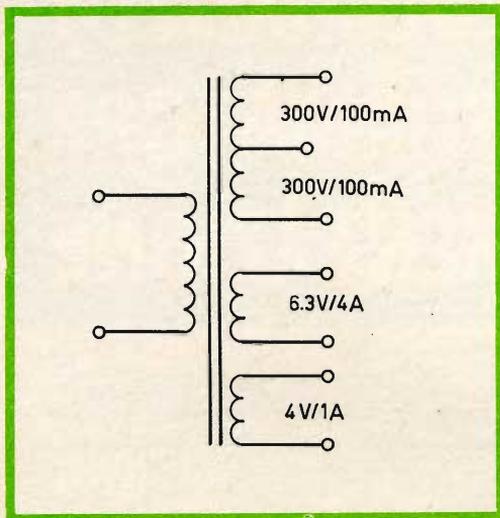



Fig. 1 - Esempio di circuito elettrico di un trasformatore d'alimentazione.

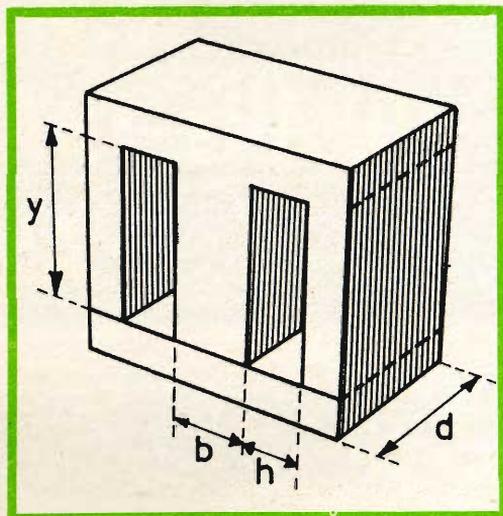



Fig. 2 - Nucleo di lamierini di un trasformatore.

menti di 6,3 V e di 4 V sono rispettivamente di 4 A e di 1 A. Il valore efficace della corrente che circola negli avvolgimenti da 280 V è calcolato a partire dalla formula seguente:

$$I_{eff} = VA_{eff}/V_{avvolgimento}$$

Da cui:

$$I_{eff}\ 2 \times 280 = \frac{300 \times 0,100}{280} = 107 \text{ mA}$$

È dunque sufficiente considerare la potenza prelevata su uno di questi avvolgimenti. La potenza fornita dal lato secondario è circa uguale alla potenza fornita dal raddrizzatore.

La potenza fornita dal secondario è:

$$300 \times 0,100 \times 1,5 = 45 \text{ VA}$$

$$6,3 \times 4 = 25,2 \text{ VA}$$

$$4 \times 1 = 4 \text{ VA}$$

cioè si avrà un totale di 74,2 VA.

A causa della trasformazione della potenza primaria in potenza secondaria, si producono nel trasformatore delle perdite che vanno dal 15 al 20% per questi tipi di trasformatori. In altri termini, il rendimento del trasformatore è di circa l'80%.

La potenza di cresta primaria è:

$$P_{prim} = 74,2 + (20/100 \times 74,2) = 89 \text{ VA}$$

La fig. 2 rappresenta un nucleo costituito dai lamierini EI, dove:

b = larghezza del nucleo sul quale è applicata la bobina

d = altezza del pacco di lamierini

La sezione del nucleo è determinata dalla potenza prelevata dal primario secondo la formula:

$$A = b \times d = 1,25 \times \sqrt{P_{prim}} = 1,25 \times \sqrt{89} = 11,8 \text{ cm}^2$$

In seguito, si può misurare la larghezza e l'altezza del foro del nucelo e calcolare la sezione. Se questa è inferiore a 11,8 cm^2, questo nucleo è inutilizzabile per lo scopo da raggiungere. Se questo supera 11,8 cm^2, si può ridurre l'altezza del foro fino ad ottenere le dimensioni desiderate aumentando di un certo numero le lamelle.

Per la determinazione del numero di spire degli avvolgimenti dei lati primario e secondario, si ha bisogno del parametro S/V (spire per Volt). La frequenza della rete è di 50 Hz, di modo che si può determinare S/V con l'aiuto della formula seguente

$$S/V = 50/B_{max} \times A$$

Per piccoli trasformatori di alimentazione il valore di B_{max} è di circa 1,2 Weber/m^2. Essendo nota la perdita di tensione nel filo di rame, si può apportare ancora una correzione al numero di spire per Volt. Per piccoli trasformatori d'alimentazione, queste perdite nel rame costituiscono i due terzi delle perdite del 20% (menzionato precedentemente) che si producono nel trasformatore. La perdita nel rame rappresenta dunque il 14% delle perdite totali.

Per assicurare — in caso di carico del trasformatore — l'induzione richiesta nel nucleo, il rapporto S/V per l'avvolgimento primario è diminuito della metà delle perdite nel rame di modo che il rapporto S/V per gli avvolgimenti secondari è maggiore della stessa percentuale.

$$S/V \text{ media} = 50/1,2 \times 11,8 = 3,53$$
$$S/V \text{ prim.} = 3,53 - 7\% = 3,28$$
$$S/V \text{ sec.} = 3,53 + 7\% = 3,78.$$

I numeri di spire N sono calcolati con l'aiuto delle formule seguenti:

$$N_{prim} = V_{prim} \times S/V_{prim}$$
$$N_{sec} = V_{sec} \times S/V_{sec}$$

Gli avvolgimenti sono costituiti come segue:

$N_{prim} = 220 \times 3,28 = 722$ spire
$N_{sec}\ 2 \times 280 = 2 \times 280 \times 3,78 =$
$= 2 \times 1060$ spire
$N_{sec}\ 6,3 = 6,3 \times 3,78 = 24$ spire
$N_{sec}\ 4 = 4 \times 3,78 = 15$ spire

I diametri dei fili corrispondenti figurano nelle tavole relative al filo di rame. Partendo da una densità di corrente ammissibile per gli avvolgimenti del nostro

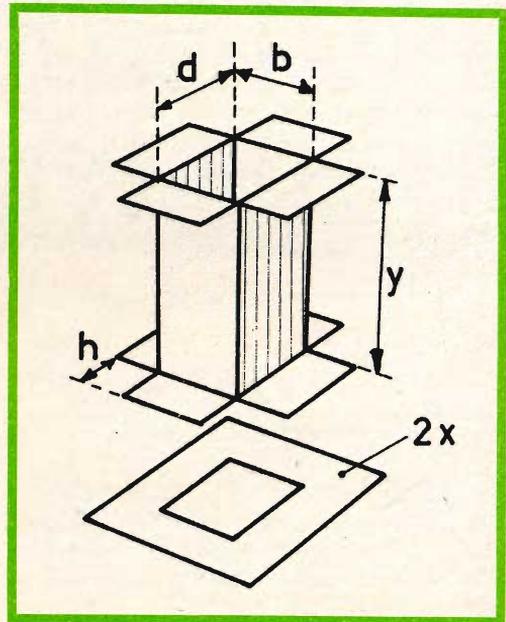



Fig. 3 - Esempio di costruzione di una carcassa porta avvolgimenti.

trasformatore di 2,5 A/mm^2, si trovano per i fili i seguenti diametri:

$N_{prim} = 722$ spire

I = 0,4 A — Ø = 0,45 mm di filo nudo; Ø = 0,54 mm di filo smaltato

$N_{sec}\ 2 \times 280 = 2 \times 1060$ spire

I = 107 mA — Ø = 0,25 mm di filo nudo; Ø = 0,32 mm di filo smaltato

$N_{sec}\ 6,3 = 24$ spire

I = 4 A — Ø = 1,40 mm di filo nudo; Ø = 1,55 mm di filo smaltato

$N_{sec}\ 4 = 15$ spire

I = 1 A — Ø = 0,75 mm di filo nudo; Ø = 0,86 mm di filo smaltato

Non è rimasto che calcolare lo spazio dell'avvolgimento disponibile attorno al

nucleo per verificare se la bobina e la sua carcassa si adatteranno attorno a questo nucleo.

Lo spazio richiesto è calcolato nel modo seguente: il numero di spire moltiplicato per il quadrato dello spessore (del diametro) del filo smaltato. Al risultato ottenuto, aggiungere 75 % per l'isolamento richiesto per gli strati e il fattore di riempimento del rame dél filo da avvolgere. Aggiungere inoltre il 15 % per lo spazio occupato dalla carcassa della bobina e dall'isolamento esterno della bobina.

Spazio di avvolgimento:

$$722 \times 0{,}54^2 = 211 \text{ mm}^2$$

$$2 \times 1060 \times 0{,}32^2 = 217 \text{ mm}^2$$

$$24 \times 1{,}55^2 = 58 \text{ mm}^2$$

$$15 \times 0{,}86^2 = 11 \text{ mm}^2$$

per un totale di 497 mm^2; a questi bisogna aggiungere il 75 % per l'isolamento pari a 373 mm^2 e il 15 % per la carcassa della bobina pari a 75 mm^2. Si ottiene così un totale di 945 mm^2.

Tutti i nuclei in cui lo spazio dell'avvolgimento h x y (vedere la fig. 2) supera 945 mm^2 sono così utilizzabili per il nostro trasformatore d'alimentazione. Abbiamo così calcolato tutti i dati richiesti per la costruzione del trasformatore desiderato.

Bobinatura del trasformatore d'alimentazione

Se, oltre al nucleo si dispone anche di una carcassa di bobina ancora utilizzabile, essa potrà tornare utile, altrimenti si costruirà una nuova carcassa in cartone come mostrato in fig. 3. Per determinare le dimensioni desiderate ci si potrà basare sul nucleo che verrà utilizzato. Si fanno due piccoli quadrati con foro centrale e si incollano sul lato superiore e inferiore della carcassa della bobina.

Si introduce poi la carcassa su un blocco di legno che si mette su una avvolgitrice o su una macchina rotante. Prima si realizza l'avvolgimento primario, le estremità del quale vengono fatte passare attraverso due fori fatti sul bordo della carcassa della bobina. Su questo avvolgimento si bobineranno gli avvolgimenti secondari, cominciando dalla tensione più elevata. Fra ciascun avvolgimento si applica qualche strato di carta isolante. Se il nucleo lascia spazio sufficiente si fanno più spire per Volt, sarà bene disporre uno strato di carta isolante fra ciascuno strato di avvolgimento. Sui bordi ribattuti della carcassa della bobina che si troveranno fuori dal nucleo, si possono fissare delle pagliette per ulteriori connessioni delle estremità degli avvolgimenti.

ALFA

(Da « Digested Concern Literature »)

La sicurezza del traffico è un problema che preoccupa notevolmente gli americani. Tutte le più importanti case automobilistiche, oltre a cercare di migliorare le caratteristiche degli autoveicoli, si dedicano anche a ricerche di sapore quasi avvenieristico. Per esempio la General Motors sta sperimentando un sistema di segnalazioni da adottare sulle strade di comunicazione. In base a questo sistema ad ogni indicazione stradale di importanza fondamentale viene fatto corrispondere un segnale radio di frequenza determinata. Esso provoca l'eccitazione di un apposito pannello, posto sul cruscotto dell'automobile, dove sono ripetuti i segnali più importanti, cosicché l'automobilista può conoscere in anticipo e con sicurezza le difficoltà del percorso. Con questo stesso sistema si potrebbero anche attrezzare gli itinerari più frequentati, individuandoli con una frequenza standard; in questo modo il viaggiatore non avrebbe alcuna preoccupazione sulla scelta del percorso, gli basterebbe seguire il segnale!

TERMO REGOLATORE PROPORZIONALE

Si descrive un termoregolatore proporzionale a diodi controllati TR - PD - 1, particolarmente adatto per la stabilizzazione automatica della temperatura in forni, stampi, ecc.

I problemi della stabilizzazione automatica della temperatura di forni, stampi, formelle o organi di una macchina, possono essere risolti con sistemi tutto o niente oppure con sistemi analogici. In questi ultimi l'alimentazione del riscaldatore deve variare gradualmente da zero al massimo con continuità. Il problema fondamentale è quindi rappresentato dall'elemento che deve variare detta alimentazione senza richiedere eccessiva potenza di comando e senza dissipare molta energia. I diodi controllati, alimentati da rete, e innescati con un impulso che può variare la sua fase rispetto alla tensione di alimentazione, rappresentano l'elemento ideale per la realizzazione di tali sistemi.

Il Lacep (Laboratorio Applicazioni Componenti Elettronici Professionali della Philips) ha sviluppato con l'impiego di moduli normalizzati un termoregolatore, particolarmente adatto nei casi in cui è essenziale una accurata stabilizzazione della temperatura.

FUNZIONAMENTO

La stabilizzazione della temperatura è ottenuta alimentando il carico termico con una potenza, istante per istante pari alle perdite. Ciò elimina le fluttuazioni della temperatura a regime tipiche dei sistemi tutto o niente.

Termoregolatore proporzionale a diodi controllati.

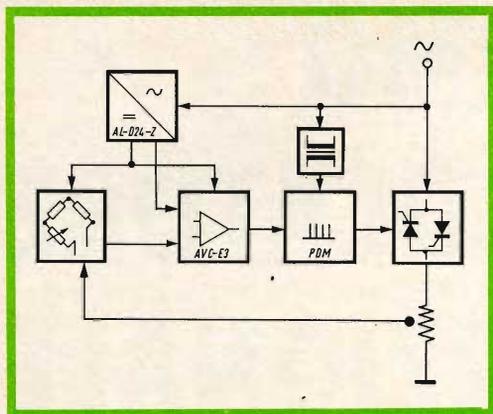
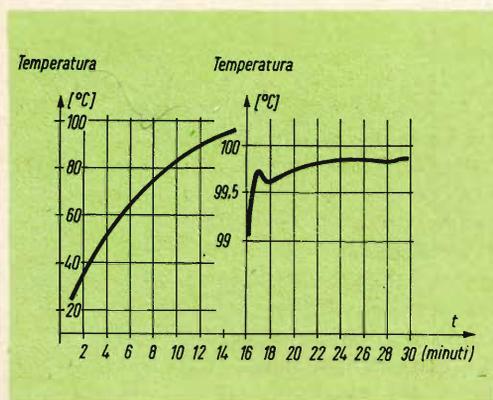



Fig. 1 - Schema di principio del termoregolatore proporzionale a diodi controllati.

Un elemento termosensibile fornisce un segnale proporzionale alla temperatura, il quale viene paragonato ad un segnale di riferimento rappresentante la temperatura richiesta. La differenza viene amplificata e va a comandare il parzializzatore dei diodi controllati, i quali variano la potenza fornita al riscaldatore in modo da compensare le perdite e da mantenere così la temperatura costante.

MODULI IMPIEGATI

Dallo schema di principio di fig. 1 si può facilmente dedurre che l'intera apparecchiatura è costituita dai seguenti moduli normalizzati:

— alimentatore AL-D24-Z;
— amplificatore operazionale AVC-E3;
— parzializzatore diodi PDM;
— ponte di resistenze con elemento termosensibile;
— circuito di potenza a diodi controllati.

L'alimentatore fornisce, oltre alle tensioni di alimentazione dell'amplificatore, una tensione continua ohmicamente isolata dalle altre due, per l'alimentazione del ponte.

La tensione che rappresenta lo squilibrio del ponte (errore di temperatura) è applicata ad un ingresso; all'altro ingresso, attraverso un potenziometro è applicata una tensione per la taratura dello zero.

Il parzializzatore è comandato dalla tensione d'uscita dell'amplificatore attraverso un circuito di adattamento ed è alimentato da rete attraverso un piccolo trasformatore di isolamento.

L'impulso d'uscita del parzializzatore può innescare tutti i diodi controllati di produzione Philips e consentire così anche il controllo di elevate potenze.

L'elemento termosensibile costituisce un ramo del ponte di misura e la sua scelta è determinata dalla massima temperatura richiesta. Fino a 150 °C si possono usare resistenze NTC, fino a 200 °C termoresistenze al Nichel e per temperature fino à 600 °C necessitano termoresistenze al Platino.

Fig. 2 - Transitorio d'accensione del termoregolatore proporzionale.

PRESTAZIONI

Le prestazioni dei sistemi termoregolatori proporzionali sono determinate oltre che dal regolatore stesso, dalla costante di tempo del carico termico e dai ritardi dell'elemento termosensibile. La presenza di ritardi limita sensibilmente la possibilità di usare una banda proporzionale stretta; essi infatti determinano lo sfasamento fra errore effettivo ed azione correttiva.

Nella fig. 2 è riportato il transitorio d'accensione del termoregolatore proporzionale realizzato dal Lacep. In questo caso la

Fig. 3 - Risposta ad una funzione disturbo a gradino della tensione d'alimentazione.

Fig. 4 - Risposta ad un gradino di predisposizione della temperatura.

temperatura raggiunge il valore richiesto dopo 18 minuti circa.

A parità di ogni altra condizione, aumentando la potenza di riscaldamento si riduce il tempo di andata a regime, ma aumenta il superamento della temperatura prefissata (overshoot).

Nella fig. 3 invece è riportata per lo stesso sistema la variazione di temperatura conseguente ad una funzione disturbo a gradino. La funzione disturbo in questo caso è una brusca variazione della tensione di alimentazione. In fig. 4 è riportata la risposta ad un gradino della predisposizione di temperatura.

CARATTERISTICHE

Tensione d'ingresso:	220 V ± 15%
Tensione d'uscita:	0-180 V c.a.
Potenza di riscaldamento massima:	10 kW
Precisione raggiungibile:	± 0,1 °C
Tempo di risposta elettrica:	un semiperiodo della frequenza di rete
Banda proporzionale regolabile:	da 1°C a 10°C

Controllo proporzionale da zero alla massima potenza.

*

La produzione giapponese di cinescopi tricromici è in continuo aumento, e si aggira ora sulle 25.000 unità al mese.

Ciononostante l'offerta è ancora inferiore alla richiesta, che si mantiene sempre sostenutissima, sia sul mercato interno, sia per l'esportazione. Per avere un'idea della dinamicità di questo settore dell'industria giapponese, basti dire che: le vendite effettuate nel mese di marzo 1966 hanno raggiunto un valore 8 volte superiore a quello del corrispondente mese dell'anno precedente. Anche le esportazioni registrano incrementi notevolissimi: tra il 1965 ed il 1966 l'aumento è stato del 70%.

AVVISATORE ELETTRONICO ANTIFURTO

TIPO "ELECTGARDIAN" MSR 3 BREVETTO 687.121

Un nostro fedele abbonato, il Sig. Mario Salvucci, via Masaccio, 4 - Roma, ci manda alcune informazioni generali e lo schema elettrico di principio che volentieri pubblichiamo in merito ad un antifurto elettronico da lui inventato e brevettato. L'apparecchio è già stato realizzato in numerosi esemplari installati presso negozi e negli uffici di importanti Enti Pubblici. Preghiamo i lettori interessati alle applicazioni ed allo sfruttamento commerciale del brevetto a volersi porre direttamente in contatto col nostro abbonato.

L'apparecchio, alimentato direttamente dalla rete, usa 2 valvole ed 1 relè.

Esso si basa sull'effetto capacitivo come si vede dallo schema elettrico di principio, il primo stadio del circuito è costituito da un oscillatore il quale normalmente è disinnescato ma mantenuto prossimo alla condizione di innesco tramite un compensatore regolatore di sensibilità. Un filo conduttore teso a telaio sotto una scrivania (vedi figura) o attorno ad una porta, segnala, capacitivamente, l'avvicinarsi di una persona e fa innescare l'oscillatore. Il segnale generato viene rettificato e va a comandare la valova pilota del relè il quale chiude un circuito d'allarme ottico o acustico.

L'antifurto nella versione realizzata dall'Autore misura cm 14 x 20 x 7,5.

Esso consente di segnalare la presenza di persone fino a distanza di m. 1,70.

L'apparecchio, concepito secondo principi semplici ed originali garantisce la massima efficienza e durata di impiego. L'inventore, che da vari anni si dedica a questi circuiti, può fornire la versione transistorizzata dell'apparecchio.

Dati costruttivi della bobina T 1

Filo smaltato = ∅ 0,20 mm.

Spire ∅ 40 mm ravvicinate.

Nella tabella della pagina seguente è indicato il numero delle spire da rivolgere fra i punti riportati sullo schema elettrico del T 1.

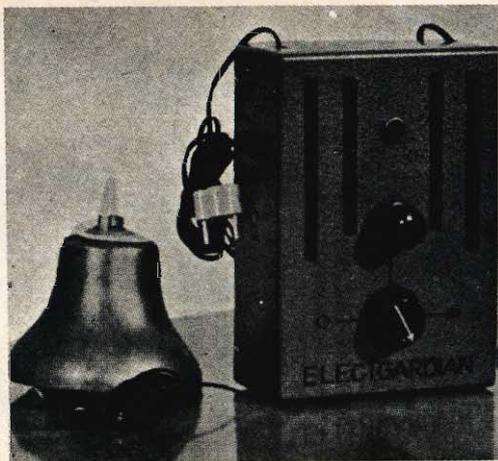
L'impedenza T 2 ha una R = 8 100 mH

Dati costruttivi di T 2.

500 spire di filo smaltato ∅ 0,20 avvolte su un cilindro isolato di ferrite per A.F. ∅ 8 mm e lungo 40 mm.

Relé R = 15.000 Ω (comunque non inferiore ai 10.000 Ω).

Numero spire	Punti
30	1 - 2
10	2 - 3
16	3 - 4
75	4 - 5
35	5 - 6
20	6 - 7
40	7 - 8

Fig. 2 - Avvisatore elettronico a montaggio ultimato. A sinistra suoneria d'allarme.

Alimentazione 220 V ca.
- per 160 V il condensatore di rifasamento di 2 μF deve essere sostituito da uno da 3 μF
- per 125 V il condensatore deve essere di 4 μF.

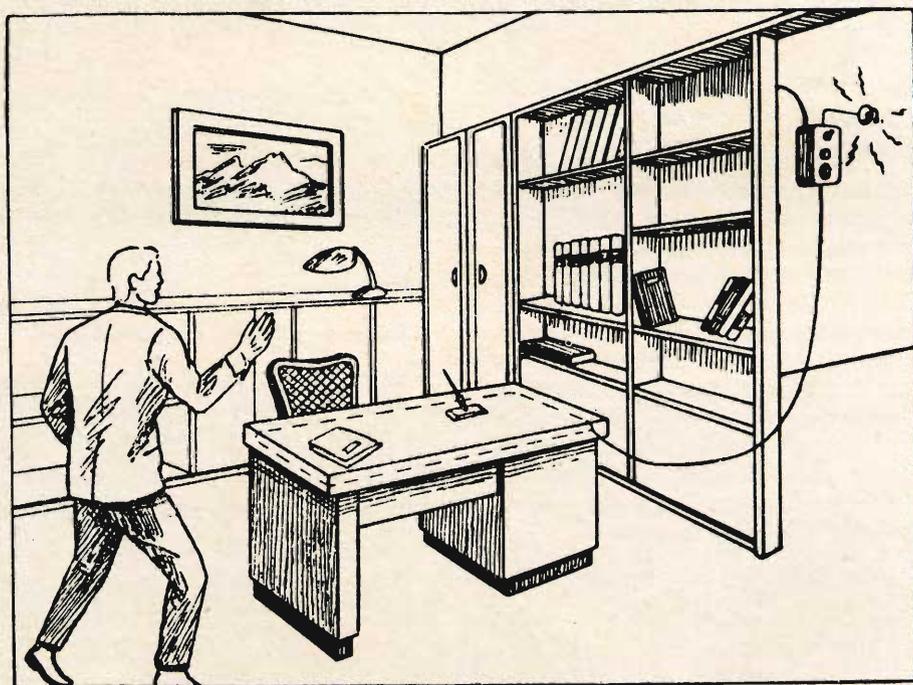
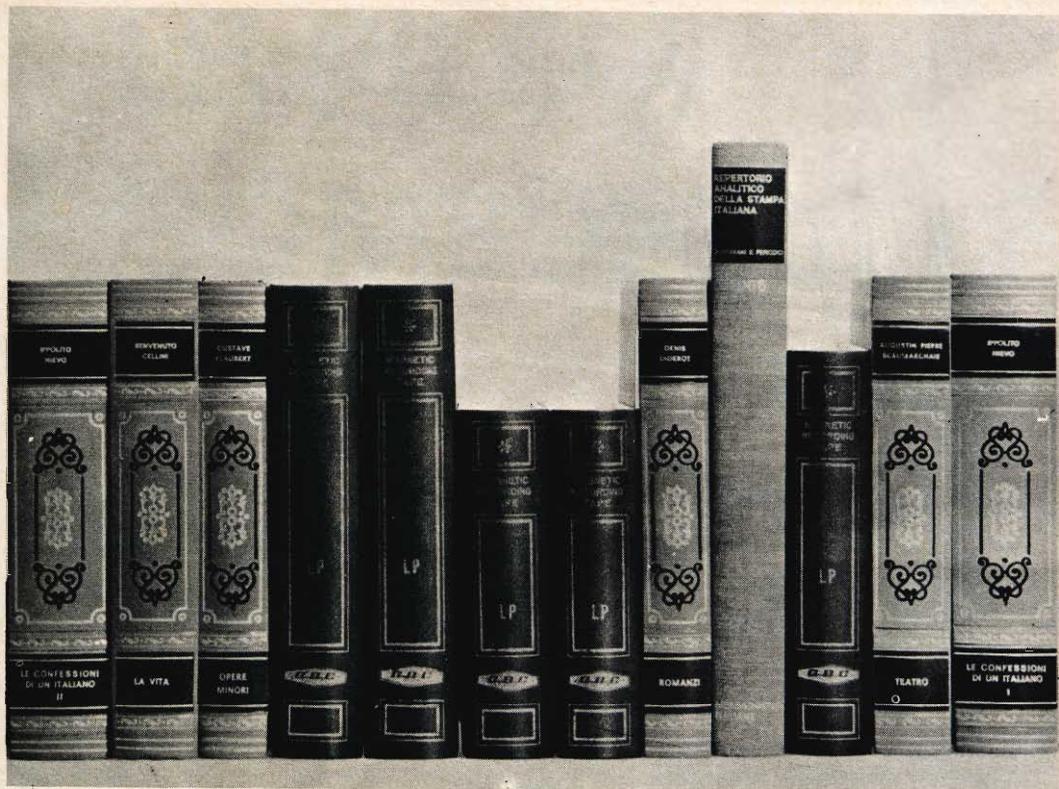
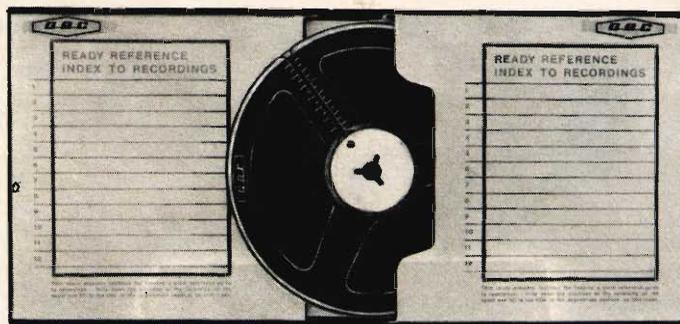



Fig. 3 - Come sistemare l'avvisatore elettronico.

Anche in Italia la

presenta il nuovo Album Porta Nastri

La G.B.C. ha immesso sul mercato una elegantissima confezione per l'archivio e la conservazione dei nastri magnetici. Essa può trovar degno posto nelle librerie per la sua raffinata fattura, del tutto simile ad un libro di pregio. Tale confezione è stata creata per contenere le bobine da: **3"½ - 5" - 5"¾ - 7"**.

GARANZIA • QUALITÀ • PREZZO
GARANZIA • QUALITÀ • PREZZO

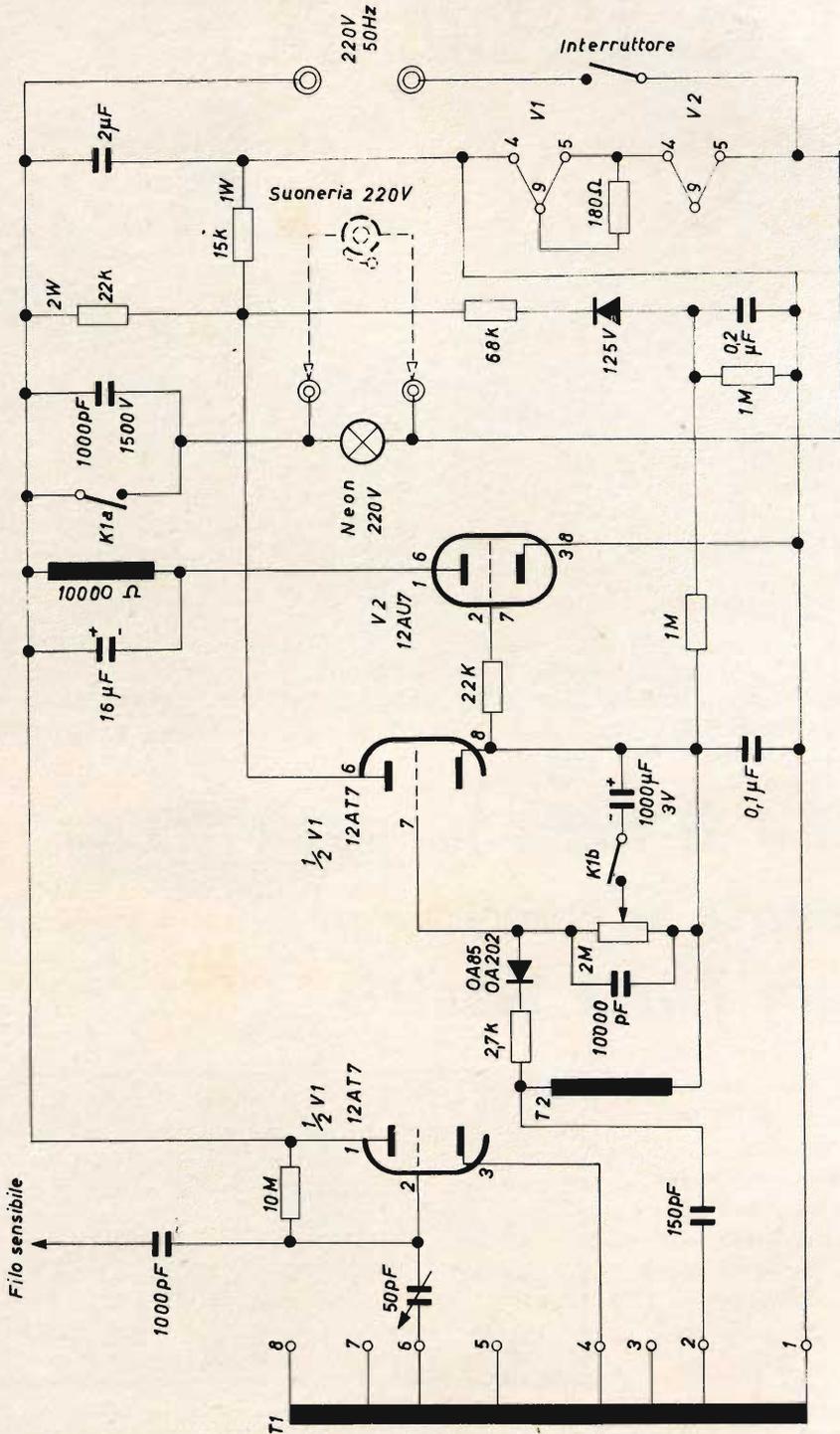



Fig. 1 - Schema elettrico dell'avvisatore elettronico.

LE PILE A COMBUSTIBILE

a cura di Ivo Andreini

Descriviamo in questo articolo un tipo di pila riservato attualmente per usi speciali — per esempio nei voli spaziali —, ma destinato a diventare, nel prossimo futuro, considerati i suoi grandi vantaggi, una sorgente di energia di uso corrente.

In un nostro precedente articolo ci occupammo di pile a gas (N. 9 di Selezione Radio TV, Settembre 1964); è dunque opportuno prendere ora in considerazione le pile a combustibile, pile di cui si è recentemente parlato sui giornali a proposito di voli spaziali.

Le pile a combustibile fanno parte della categoria dei generatori elettrochimici di corrente nella quale possono includersi: a) le pile del tipo Volta; b) gli accumulatori; c) le pile a combustibile. Queste ultime sono poi una derivazione perfezionata delle pile a gas.

I tre tipi di generatori di cui sopra sfruttano uno stesso principio nel senso che, per produrre dell'elettricità, mettono in gioco una reazione ossido-riduttiva fra due corpi, sebbene differiscano sostanzialmente in fatto di realizzazione pratica. Le pile ordinarie fanno uso di due elettrodi di diversa natura (per esempio, zinco e rame) immersi in un elettrolita liquido conduttore. Gli accumulatori hanno due elettrodi identici che si differenziano durante la carica, per tornare eguali durante la scarica; ciò almeno per gli accumulatori al piombo.

Nei due casi la trasformazione degli elettrodi ha un ruolo essenziale nella produzione di energia elettrica.

Nelle pile a combustibile gli elettrodi non hanno che un ruolo accessorio, nel senso che essi non subiscono modificazioni nel corso delle reazioni chimiche. Essi costituiscono una **barriera** fra i due agenti che sono liquidi e gassosi, consentendo di **materializzare** la differenza di potenziale.

Tuttavia gli elettrodi rappresentano uno dei problemi più difficili a risolversi nella realizzazione delle pile a combustibile.

Mentre la capacità elettrica delle pile ordinarie e degli accumulatori è limitata dalla costituzione e dalle dimensioni degli elettrodi, per le pile a combustibile la capacità elettrica non è limitata che dai reagenti. Dato che questi ultimi sono facilmente rinnovabili, l'unico limite alla capacità è rappresentato dalla quantità dei reagenti di cui si dispone. In questo particolare risiede uno dei vantaggi fondamentali della pila a combustibile. Fra gli altri vantaggi segnaliamo: a) il rendimento, teoricamente del 100 %, che raggiunge in

pratica il 60 % e potrà essere sensibilmente aumentato in avvenire; b) il funzionamento è statico e silenzioso (anche nel caso in cui si rendesse necessario l'uso di pompe per facilitare la circolazione dei reagenti, il problema non sarebbe insormontabile); c). le pile a combustibile possono essere collegate in serie; d) il loro funzionamento non libera prodotti nocivi, ma solo acqua potabile.

Tecnologia delle pile a combustibile

La fig. 1 rappresenta in sezione schematica una pila a combustibile idrogeno-ossigeno, dove l'idrogeno è il combustibile e l'ossigeno il comburente. Gli elettrodi sono in metallo conduttore poroso, mentre l'elettrolita è una sostanza acida o alcalina destinata a trasportare gli ioni. Le reazioni chimiche hanno luogo all'interno degli elettrodi. Si possono considerare due mezzi circuiti: uno elettronico che passa attraverso l'utilizzazione; l'altro ionico che percorre l'elettrolita. Sull'anodo l'idrogeno si dissocia in elettroni (e^-) che attraversano il circuito interno e fanno capo al catodo, mentre gli ioni (H^+) attraversano l'elettrolita per arrivare anch'essi al catodo. Su questo elettrodo, gli ioni H^+ e l'ossigeno si combinano generando acqua.

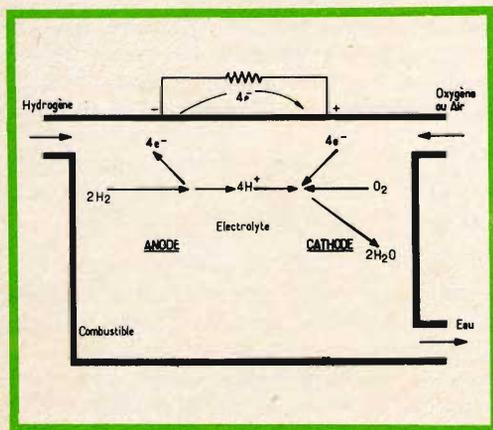



Fig. 1 - Sezione schematica di una pila idrogeno-ossigeno. L'idrogeno si dissocia in elettroni che attraversano il circuito esterno ed in ioni che attraversano l'elettrolita e si combinano con l'ossigeno per formare acqua.

Gli elettrodi

Come si è detto, gli elettrodi non vengono modificati dalle reazioni chimiche, ma il loro ruolo è capitale. In effetti, essi assicurano il congiungimento fra i due semi circuiti il cui indice di conducibilità è differente; essi devono permettere un buon contatto fra i reagenti gassosi e l'elettrolita.

Gli elettrodi sono dunque costituiti da materiali aventi una buona conducibilità elettronica e il cui potere catalizzatore favorisce le reazioni richieste (fig. 2). Un certo numero di compromessi deve essere prestabilito in modo da conciliare fenomeni fra loro contrari. Un esempio servirà a illustrare questo particolare: allo scopo di ottenere il più gran numero di reazioni, e di conseguenza una maggiore densità di corrente, si ha interesse ad aumentare la quantità dei punti di contatto tra gas, liquido ed elettrodi, in altri termini ad aumentare il numero dei pori per centimetro cubo. Ciò facendo però, l'assorbimento del gas e dell'elettrolita diventa più difficile; bisogna quindi cercare una via di mezzo fra i due estremi. Il problema della maggiore porosità è uno dei più difficili da risolversi sul piano della praticità. Le due qualità principali che si richiedono agli elettrodi sono una grande conducibilità elettronica e una catalizzazione efficace. A queste bisogna aggiungerne almeno altre due: essi non devono essere corrosi dai reagenti e devono avere una robustezza meccanica conciliabile con le necessità pratiche.

A questo punto della nostra esposizione facciamo osservare che gli ingegneri della C.G.E. hanno incluso la richiesta di una ulteriore qualità per gli elettrodi, quella di essere fabbricati con metalli non preziosi e quindi di costo relativamente basso. I materiali più correntemente usati sono a base di platino o di palladio, metalli rari ma che si sono dimostrati i migliori catalizzatori per l'ossidazione dell'idrogeno. Partendo dal presupposto che le pile a combustibile sono destinate a diventare una sorgente di energia di uso corrente e non riservata ad usi speciali a causa del prezzo, si è cercata un'altra composizione capa-

ce di soddisfare le diverse esigenze menzionate e si è trovato che una lega di nikel e di boro si presta come anodo, mentre una lega di nikel e di argento dà buoni risultati come catodo. Naturalmente, malgrado i risultati incoraggianti, le ricerche in tal senso sono ancora oggetto di studio.

L'elettrolita

L'elettrolita deve innanzitutto essere un buon conduttore ionico e viene scelto fra numerosi composti in soluzione acida o alcalina. A seconda del tipo di elettrolita impiegato, le pile á combustibile vengono classificate in due diverse categorie:

a) **Pile a bassa temperatura,** utilizzanti elettroliti acquosi, che funzionano a temperatura ambiente. Qui giova osservare che in genere il rendimento è tanto più alto quanto più elevata è la temperatura, poiché la dissociazione molecolare ha luogo più facilmente.

Fig. 2 - Elettrodo di una pila a idrogeno-ossigeno. (Documentazione C.G.E.)

b) **Pile ad alta temperatura,** nelle quali il calore ha lo scopo di rendere l'elettrolita miglior conduttore di ioni. Il loro interesse pratico è subordinato al caso in cui si voglia ottenere una potenza specifica elevata impiegando combustibili a basso costo. La temperatura dell'elettrolita può raggiungere i 1.000° C.

Combustibile e comburente

Sia il combustibile che il comburente possono essere gassosi, liquidi oppure solidi. I più impiegati allo stato attuale sono l'idrogeno e l'ossigeno. I reattivi gassosi devono essere impiegati ad una pressione eguale a quella capillare dell'elettrolita entro i pori degli elettrodi. Alcuni idrocarburi sono stati sperimentati con vario successo, mentre il metano e l'idrazina hanno dato dei buoni risultati.

Le reazioni chimiche possono aver luogo a tre punti diversi, secondo la pressione esercitata dai reagenti: all'interno dell'elettrodo, sulle facce esterne dal lato combustibile, o sulle medesime dal lato dell'elettrolita. La prima soluzione è la migliore; infatti, se si obbliga l'idrogeno o l'ossigeno ad attraversare ciascun elettrodo, l'idrogeno influenzerebbe le reazioni sull'elettrodo ad ossigeno. Può aver luogo anche il fenomeno inverso, mentre se la pressione è insufficiente, le reazioni non sono soddisfacenti. Questi problemi sussistono anche con combustibili e comburenti liquidi.

I sottoprodotti

I sottoprodotti dovuti alla combinazione dei comburenti con gli ioni del combustibile devono essere eliminati, siano essi costituiti da acqua, come nel caso di pile a idrogeno-ossigeno, oppure acqua e anidride carbonica (CO_2) nel caso di pile a metano. L'eliminazione dei residui comporta dei problemi che devono essere risolti in base alla particolare concezione su cui è basato il progetto. Può essere fatto circolare un solo gas, oppure entrambi, in modo che l'acqua portata fuori della pila venga successivamente recuperata per condensazione, come può essere fatto circola-

re l'elettrolita per distillare una parte dell'acqua prodotta. Naturalmente l'estrazione dei sottoprodotti diventa più difficile quanto più aumenta il loro numero.

Esempi di pile a combustibile

In linea di massima è relativamente facile costruire una pila a combustibile indifferentemente dal tipo di reazione chimica prestabilito (fig. 3). Le difficoltà incominciano quando dalla pila viene richiesta una certa potenza e allora aumentano e si complicano le possibili soluzioni. Fra le varie pile a combustibile la più nota è quella a idrogeno-ossigeno, essendo questa basata su reazioni relativamente semplici studiate a fondo. Non è da escludersi che in avvenire questo tipo di pila possa cedere il posto ad altre funzionanti con prodotti meno nobili.

luzioni. Nella maggior parte dei casi gli elettrodi vengono costruiti a più strati di differente porosità.

I rendimenti finora raggiunti sono dell'ordine di qualche dozzina di milliampére per centimetro quadro e, in determinate condizioni, di 150 mA/cm² alla temperatura di 20° C. L'intensità della corrente aumenta con la temperatura. A 20° C, per una tensione di 0,75 V, l'intensità è di 50 mA/cm², a 80° C passa a 300 mA/cm², ferma restando la tensione. In effetti la corrente aumenta di 2,5 volte per ogni elevazione di temperatura di 30° C. Tali dati sono stati ottenuti dalla C.G.E. con elettrodi a base di nikel.

La durata di queste pile è di qualche migliaio di ore, ma più recenti prove di durata, eseguite provocando volontariamente cortocircuiti, assenze temporanee di

Fig. 3 - Una pila a combustibile sperimentale. (Documentazione C.G.E.)

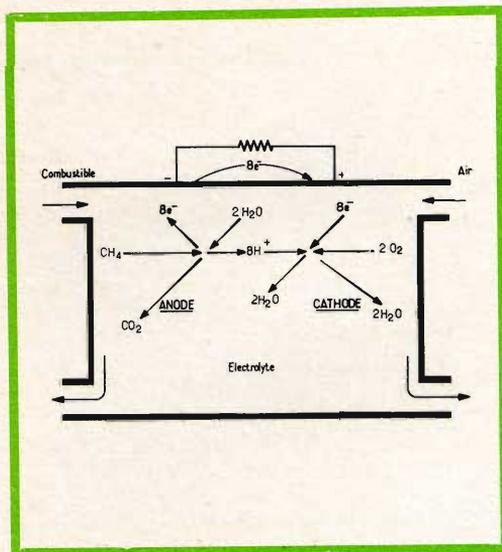



Fig. 4 - Sezione schematica di una pila a metano.

Abbiamo visto che il problema fondamentale di una pila a combustibile consiste nel far reagire simultaneamente dei gas ed un elettrolita liquido su due elettrodi solidi e che questi ultimi devono essere porosi. Ma le condizioni contraddittorie alle quali devono sottostare i vari fattori funzionali conducono a diverse so-

gas, ecc., hanno dimostrato che dopo sei mesi di funzionamento continuo non si era riscontrata alcuna variazione misurabile di resa, mentre per un funzionamento intermittente, queste condizioni si sono mantenute dopo 18 mesi. Attualmente vengono realizzate pile capaci di fornire potenze di 50 W/dm² e, secondo prudenti pre-

visioni di ricercatori, la potenza per unità di superficie può essere aumentata per un rapporto compreso fra 2 e 5.

La ricerca sembra orientata verso la sostituzione dell'idrogeno e dell'ossigeno con altri combustibili e comburenti. Malgrado le difficoltà fin qui incontrate, si cerca di sostituire l'ossigeno in recipienti con quello dell'aria. Per ciò che concerne il combustibile · la scelta è quanto mai vasta e si fondano buone speranze sull'impiego dell'alcool metilico (metanolo), che si ossida con facilità ed i cui sottoprodotti sono anch'essi di facile ossidazione.

Con pile il cui combustibile è il metano (fig. 4) si sono ottenuti rendimenti di 100 mA/cm^2, ma le reazioni secondarie determinano differenze di rendimento nel tempo, mentre l'eliminazione dei sottoprodotti presenta notevoli difficoltà in quanto, dovendosi estrarre acqua e gas carbonico, si richiedono dispositivi ausiliari alimentati dalla pila stessa, con conseguente perdita di potenza.

Altri tipi di pile a combustibile

Considerata la relativa lentezza delle reazioni chimiche, si studia da tempo il modo di accelerarle mediante efficaci catalizzatori e moltiplicando così il numero dei punti di reazione. Le reazioni vengono inoltre accelerate con l'aumento della temperatura, il cui limite è però ristretto, per il manifestarsi di fenomeni secondari come l'ebollizione dell'elettrolita.

Esistono oggi molti tipi di pile a combustibile che impiegano reattivi diversi. Citiamo fra questi le pile a idrazina, i cui risultati interessanti sono in parte neutralizzati dall'alto costo dell'idrazina e dalla sua azione nociva; le pile ad amalgama e le pile biochimiche, facenti uso di materie organiche. La grande varietà delle soluzioni, che la tecnica in progresso offre ai ricercatori, rende difficile qualsiasi pronostico sul tipo di pila a combustibile di un prossimo domani. Si sa soltanto che le premesse tendono a definire un tipo di pila di basso costo, che utilizzi materiali a buon mercato, pur consentendo un alto rendimento e che presenti caratteristiche competitive rispetto agli accumulatori, nei riguardi della potenza e della durata.

Previsioni sull'impiego delle pile a combustibile

Si possono fin d'ora prevedere alcune classificazioni di massima per le pile a combustibile: la prima concernente la potenza (media, grande e piccola potenza), la seconda concernente il tipo di installazione (installazione fissa o mobile).

Nelle centrali elettriche saranno impiegate pile ad alta temperatura, facenti uso di combustibili di basso costo e di adatti reattivi, subordinando gli impianti alla necessaria estrazione dei sottoprodotti residuati e al loro eventuale reimpiego. Nei generatori mobili si cercherà di conciliare volume e peso con le esigenze del rendimento, tenendo conto della riserva di reattivi in rapporto all'autonomia, nonché dello scarico dei sottoprodotti.

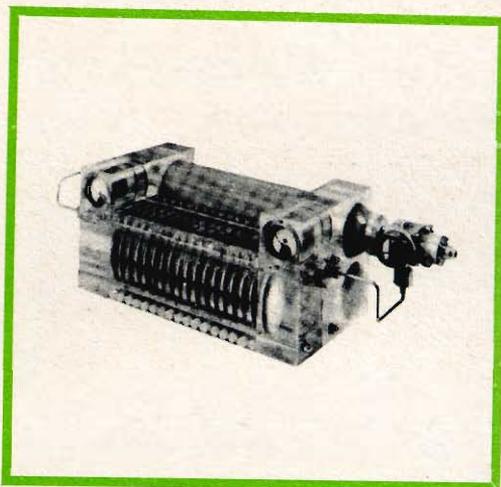
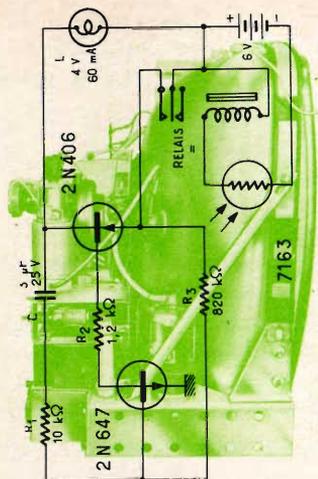



Fig. 5 - Pila a combustibile per piccole potenze. (Documentazione C.G.E.)

Se in un prossimo futuro la pila a combustibile potrà essere adottata come generatore di corrente per motori elettrici per automobili, i vantaggi possono fin da questo momento prevedersi in una maggiore autonomia, nella silenziosità del funzionamento, nell'assenza di gas nocivi, nel minor costo di esercizio.

GUIDA PER UN TARIFFARIO

A titolo puramente informativo, gli esperti di redazione assieme ai tecnici del nostro laboratorio sperimentale, hanno elaborato il seguente tariffario che qui presentiamo. Esso, mentre da un lato può servire egregiamente all'utente che voglia aggiornarsi sui costi delle riparazioni, dall'altro può essere di valido aiuto al tecnico per dirimere contestazioni relative alle sue prestazioni.

TELEVISIONE

INVIO DI UN TECNICO A DOMICILIO:

a) Fino a 6 Km. . . . . . . L. 1.500
b) Da 7 a 12 Km. . . . . . . » 1.800
c) Per ogni Km. percorso oltre i 12 Km. . . . . . . » 100
d) Esame sommario dell'apparecchio . . . . » 1.000
e) Ricerca del guasto senza riparazione . . . . » 1.500
f) Smontaggio dello chassis . » 2.000
g) Per riparazione in laboratorio presa e consegna a domicilio . . . . » 4.500

RIPARAZIONE DI GUASTI

materiale compreso:

a) Condensatore ceramica o carta o mica . . . . . L. 1.500
b) Resistenza a strato o a carbone . . . . » 1.500
c) Resistenza a filo di potenza » 2.500
d) Zoccolo portavalvola . . . » 2.300
e) Potenziometro normale . . » 2.000
f) Potenziometro doppio . . » 3.000

PER SOSTITUZIONE DI:

materiale escluso

a) Gruppo VHF . . . . . L. 3.750
b) Gruppo UHF . . . . . » 3.750
c) Valvola . . . . » 1.500
d) Diodo . . . . » 1.500
e) Tubo a raggi catodici . . » 4.500
f) Condensatori elettrolitici . » 2.300
g) Giogo di deflessione . . . » 2.500
h) Trasformatore riga (EAT) . » 3.000
i) Trasformatore bloccato, impedenza . . . . . . » 2.000
l) Trasformatore di alimentazione . . . . . . » 3.500
m) Altoparlante . . . . . » 2.000

ALLINEAMENTO CIRCUITI

a) Taratura gruppo VHF oppure UHF . . . . L. 2.500
b) Taratura MF . . . . . » 2.500
c) Regolazione sincronismi . » 1.000
d) Riallineamento completo . » 3.400
e) Base dei tempi, linearità, ampiezza . . . . . . » 2.000

RADIO

— Presa e consegna a domicilio	L.	1.500
Per ogni Km. percorso oltre i 12 Km.	»	100

RICERCA DI GUASTI:

a) Caso semplice	L.	500
b) Caso per cui necessita lo smontaggio	»	1.000

RIPARAZIONE DI GUASTI

materiale compreso:

a) Quadrante	L.	2.500
b) Potenziometro semplice	»	1.500
c) Potenziometro doppio	»	2.000
d) Resistenza	»	800
e) Condensatore elettrolitico	»	1.300
f) Condensatore carta o mica	»	800
g) Zoccolo portavalvola	»	1.700
h) Condensatore catodico	»	1.000

PER SOSTITUZIONE DI:

materiale escluso

a) Trasformatore	L.	1.300
b) Valvola	»	800
c) Trasformatore di alimentazione	»	2.300
d) Condensatore variabile	»	1.800
e) Altoparlante	»	1.500
f) Impedenza di filtro	»	1.300
g) Batteria	»	800
h) Transistor	»	1.300

RIALLINEAMENTO CIRCUITI

a) Controllo AF	L.	1.000
b) Controllo MF	»	1.000
c) Controllo BF	»	1.000
d) Taratura completa	»	2.300

I prezzi del presente tariffario sono puramente indicativi potendo variare in funzione della difficoltà del montaggio, della qualità del materiale (che può essere speciale), ecc.

Il nuovo centro di controllo del Traffico Aereo installato all'aeroporto di Heathrow, vicino a Londra, è organizzato in maniera veramente esemplare. Ogni itinerario di accesso viene tenuto sotto controllo da un singolo operatore, che è responsabile di tutto il movimento aereo civile su quel « canale ». La competenza del C.C.T.A. comincia a centinaia di chilometri di distanza e continua fino a quando il velivolo giunge sul circuito di attesa per l'atterraggio in uno degli aeroporti di Londra. Qui entra in azione il « London Approach » che guida l'aeroplano fino in vista delle piste di atterraggio. Ogni operatore addetto al centro di controllo dispone di un proprio canale VHF per le comunicazioni radio con l'aereo, e inoltre di tre tubi catodici su cui appaiono tutte le informazioni visive. Uno schermo radar circolare mostra in pianta la posizione di ogni singolo aereo in volo nel settore di competenza e nelle zone immediatamente vicine. Su un altro schermo invece appaiono tutti i dati riguardanti il piano di volo (tipo di aereo, segnale di chiamata, numero di volo, ecc.); queste informazioni raccolte da appositi addetti, vengono trasmesse sullo schermo davanti all'operatore mediante un impianto televisivo a circuito chiuso. Sul terzo monitor vengono riportati i segnali raccolti da una catena di radar esterni posti sulle coste inglesi e trasmessi in codice al Centro di Heathrow, che in questa maniera vede le sue possibilità operative enormemente estese.

UNA VOLTA ERAVAMO I PRIMI

Parlo di tempi relativamente vicini, se misurati ad anni solari, ma lontanissimi se misurati ad anni-progresso. Poichè non si tratta più di progresso, ma di progressione, ormai geometrica.
Giacché siamo, in certo modo, collegati alla musica per la nostra tecnica di riproduzione, volgiamo un fugace sguardo alla storia di quest'arte: ne vale la pena, credetemi.
C'è un periodo di rinnovamento, fra il 17° e il 19° secolo, in cui brillano quasi astri di prima grandezza nomi immortali, come quello di Johann Sebastian Bach. Ma questo insigne maestro, la cui fama ancor nel mondo dura, e con merito, fu un attentissimo e appassionato studioso di coloro che lo avevano preceduto: Corelli, Vivaldi, Albinoni. Fu Corelli l'innovatore della tecnica per mezzo di un equilibrio poggiante fra il gruppetto solista del « concertino » e la massa degli archi del « ripieno ». Fu Vivaldi il realizzatore del basso continuo per mezzo del cembalo; e ciò interessò tanto Bach, da indurlo a trascrivere composizioni vivaldiane sostituendo i cembali ai violini solisti. Fu Albinoni, il meno conosciuto dei tre perché assolutamente dimenticato per quasi due secoli e riscoperto pochi anni fa, a dare nuova dimensione al concerto da camera, moltiplicando le parti soliste. Ed Albinoni, come Vivaldi, fu ammirato e studiato da Bach. Albinoni, Corelli, Vivaldi: tre nomi italiani, tre pilastri sui quali appoggia tutta la costruzione della musica classica e romantica, che avrebbe poi raggiunto le sue massime espressioni con Beethoven, Haydn, Listz, Wagner, fino ai fondatori dello stile moderno, Rimski Korsakoff, Mussorgski, Ciaikowski.
Avrete notato che l'argomento tratta essenzialmente la musica sinfonica. Questa precisazione serve per coloro che pensano sia una lacuna l'avere trascurato nomi insigni come quello di Verdi; ma Verdi e tutti gli altri nostri eccelsi Maestri di larga fama sono autori di melodrammi, nel quale campo nessuno ci ha mai superato.

ORA NON SIAMO GLI ULTIMI, MA...

... dobbiamo, innanzitutto, cambiare discorso: non parleremo più di musica classica, splendore d'altri tempi, ma di elettronica, realtà dei tempi moderni. Se non è proprio figlia dell'era spaziale, l'elettronica ne è la pupilla, visto il suo sviluppo vertiginoso degli ultimi anni. Il fatturato U.S.A. dell'industria elettronica, nel 1965 aveva già superato quello della chimica.
In Italia abbiamo dei buoni tecnici ed anche alcune buone industrie elettroniche; dobbiamo e possiamo progredire in questo campo. Non ci manca né l'intelligenza né la buona volontà. Guardiamo quindi con fiducia al futuro.

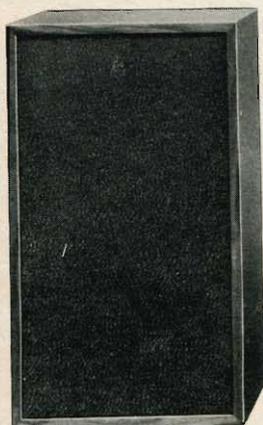
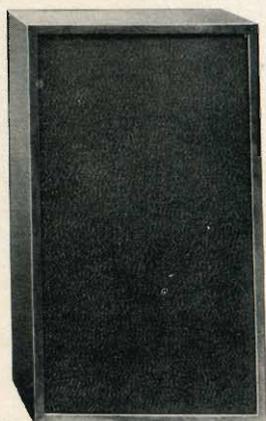
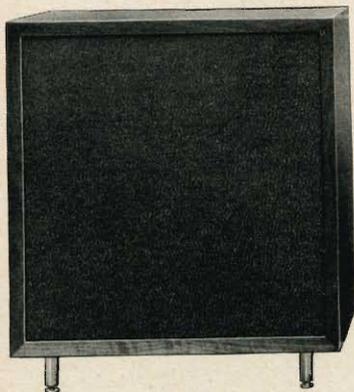
SCELTA DEGLI STUDI

Una delle applicazioni più interessanti dell'elettronica è quella dei « test ». Il massimo dei « grandi magazzini » di Milano, in collaborazione con la più nota Casa del mondo di apparecchiature elettroniche, ha consentito, ai giovani visitatori, di scoprire le proprie attitudini per mezzo di un elaboratore elettronico. Ha collaborato all'impresa l'Istituto di Psicologia dell'Università di Milano.
Si tratta di ciò: ogni ragazzo riceve una cartella con trenta domande. Per esempio: — Se tu scrivessi una bella poesia, vorresti che: a) *fosse musicata per farne una canzone;* b) *fosse pubblicata su una rivista letteraria.*
Le risposte vengono trasformate in codice e trasmesse alla macchina che, in quattro o cinque secondi, dà la risposta: — il ragazzo tal dei tali ha interessi prevalentemente pratici - indirizzo commerciale. — E così di seguito, per gli inclini alle scienze, alle arti.
Ci si può chiedere se una macchina di tal genere era necessaria: in fondo, ogni giovane ha delle tendenze e, prima o poi, le scopre da sé.
Non necessaria, indispensabile è quella macchina. E' una vera benefattrice dell'umanità. Sovente, le scelte delle professioni, delle arti o dei mestieri sono determinate più dall'ambizione o dalla tradizione che dalle inclinazioni naturali. Donde le professioni sbagliate, dannose a chi le esercita ed alla società.

TV PER AMATORI

In Francia, ad Armantières presso la frontiera belga, si è svolta qualche tempo fa la prima trasmissione TV per amatori d'Europa. Negli Stati Uniti esiste già un centinaio di reti.
E' stato ripreso un disegno rappresentante un personaggio, denominato F.3.M.F., in un caffè a due chilometri di distanza. L'emissione è stata ricevuta da un piccolo apparecchio a transistor. Erano presenti circa 300 amatori provenienti da tutta la Francia, dall'Olanda, dal Belgio e dall'Inghilterra.
I primi passi della TV per amatori in Europa sono ancora incerti, non tanto per motivi tecnici quanto per ragioni burocratiche. La Direzione francese delle Poste e Telecomunicazioni aveva dato il permesso « Solo per un giorno ». E' già qualche cosa. Da noi — dove l'uso dei soli radiotelefoni è vincolato a permessi quasi irraggiungibili — chissà come sarebbe andata.

zio Ruben

Miraphon

Impianto HI-FI Miraphon comprendente un **amplificatore stereo** mod. **Miraphon I**, da 12 W musicali per canale, con **cambiadischi ELAC 160** e **due diffusori acustici** mod. **Miraphon 30** che permettono un'audizione lineare da 30 ÷ 20.000 Hz.

Impianto HI-FI Miraphon comprendente un **amplificatore stereo** mod. **Miraphon II**, da 30 W musicali per canale, con **cambiadischi ELAC** mod. **Miracord 40** e **due diffusori acustici** mod. **Miraphon 40** che permettono un'audizione lineare da 25 ÷ 22.000 Hz.

GIRADISCHI ELAC ELETTROACUSTIC - WESTRING 425-429 - 2300 KIEL

a cura di L. Biancoli

LE VALVOLE TERMOIONICHE RICEVENTI

TEORIA DI FUNZIONAMENTO E TECNICA DI IMPIEGO

Parte Quattordicesima - LA CONVERSIONE DI FREQUENZA
Accorgimenti particolari

Per concludere l'argomento relativo alla teoria di funzionamento delle valvole termoioniche riceventi, che abbiamo già svolto in tredici precedenti articoli, non ci resta che esaminare — dal punto di vista della teoria di funzionamento — il loro impiego agli effetti della conversione di frequenza, adottata universalmente nei ricevitori supereterodina.
In questa stessa occasione, citeremo anche alcuni tra i principali accorgimenti tecnici, ai quali si ricorre per far sì che le prestazioni consentite da ciascun tipo di valvola vengano sfruttate nel modo più razionale e completo.
Nell'ultimo articolo che segue il presente, e che chiude la serie, esamineremo infine l'interpretazione delle caratteristiche delle valvole termoioniche.

LA VALVOLA COME CONVERTITRICE

La conversione di frequenza viene impiegata nei ricevitori supereterodina per convertire la frequenza del segnale ricevuto dall'antenna in un segnale a **frequenza intermedia.**

Per effettuare questa conversione di frequenza, si fa uso di un circuito particolare, denominato appunto **circuito di conversione,** costituito da uno **stadio oscillatore,** e da uno **stadio mescolatore.**

In un dispositivo di questo tipo, illustrato nello schema a blocchi di **figura 105,** due tensioni di segnale aventi frequenza diversa, e precisamente la tensione di segnale proveniente dal circuito di sintonia di ingresso ad Alta Frequenza, e quella del segnale prodotto da uno stadio oscillatore, vengono applicate all'ingresso dello stadio mescolatore. Queste due tensioni **battono** tra loro, secondo il procedimento denominato **eterodina,** internamente alla valvola mescolatrice, in modo da determinare una corrente di placca, la quale — oltre alle

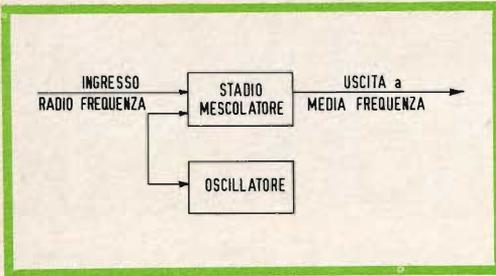



Fig. 105 - Un convertitore di frequenza consiste in uno stadio oscillatore, il cui segnale viene miscelato con quello a radio frequenza in arrivo, internamente ad uno stadio mescolatore. Quest'ultimo fornisce in uscita un segnale a Media Frequenza, di valore costante.

due frequenze corrispondenti ai due segnali di ingresso — presenta altre due frequenze corrispondenti rispettivamente alla **somma** ed alla **differenza** delle prime due.

Il circuito di uscita dello stadio mescolatore è munito di un circuito sintonizzato, che viene accordato in modo tale da scegliere una sola delle due frequenze di battimento risultanti, vale a dire la frequenza eguale alla differenza tra la frequenza prodotta dall'oscillatore e quella in arrivo dall'antenna.

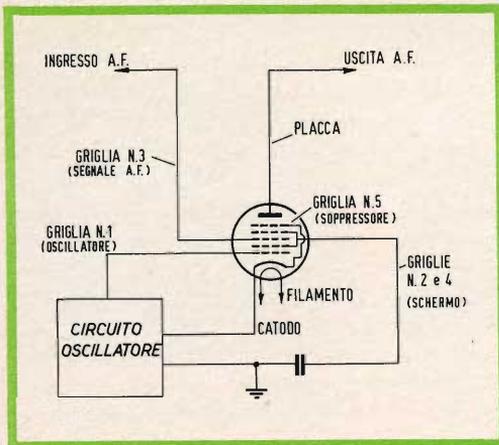



Fig. 106 - Circuito di uno stadio convertitore del tipo a « pentagriglia ». Le prime due griglie in basso costituiscono — col catodo — un triodo che funge da oscillatore. Il segnale in arrivo viene applicato alla terza griglia, e — sulla placca — è disponibile il segnale a Media Frequenza.

La frequenza di uscita scelta in tal modo prende il nome di **Media Frequenza,** rappresentata dalle sigle **MF.** La frequenza del segnale di uscita fornito dallo stadio mescolatore viene mantenuta ad un valore costante, indipendentemente dalla frequenza del segnale ricevuto dalla antenna, e ciò variando la sintonia dell'oscillatore, in modo che la differenza tra le due frequenze originali sia sempre dello stesso valore.

I notevoli vantaggi che si ottengono in un ricevitore mediante il procedimento di conversione della frequenza del segnale in un valore fisso di Media Frequenza consistono in una elevata selettività, nonostante il numero ridotto dei circuiti accordati a sintonia variabile, come pure in un guadagno stabile, su tutta la gamma di ricezione del ricevitore.

Un metodo di comune impiego consiste nell'uso di una valvola in cui la sezione oscillatrice e la sezione mescolatrice di frequenze risultano abbinate nel medesimo bulbo. In un tipo di queste valvole, l'accoppiamento tra le due unità viene ottenuto tramite la corrente di elettroni internamente alla valvola. Dal momento inoltre che si fa uso di cinque griglie, la valvola prende il nome di **pentagriglia** convertitrice, (vedi **figura 106**).

Le griglie n. 1 e n. 2 ed il catodo vengono collegati ad un circuito esterno in modo da poter funzionare alla stessa stregua di un triodo oscillatore. La griglia n. 1 ne costituisce in tal caso la griglia pilota, mentre la griglia n. 2 assume il ruolo di placca. Questi elettrodi, unitamente al catodo, possono essere considerati come un catodo complesso che fornisce al resto della valvola una corrente elettronica variabile conformemente alla frequenza di oscillazione prodotta.

Questa corrente elettronica variabile subisce un ulteriore controllo da parte del segnale entrante ad Alta Frequenza, applicato alla griglia n. 3. Di conseguenza, le variazioni di intensità della corrente di placca sono dovute alla combinazione tra le frequenze provenienti dall'oscillatore e quelle provenienti dal circuito accordato di ingresso.

Il compito delle griglie n. 2 e n. 4, che risultano collegate tra loro internamente alla valvola, consiste nell'accelerare la corrente di elettroni, e nell'esercitare un'azione di schermatura elettrostatica nei confronti della griglia n. 3, rispetto agli altri elettrodi. La quinta griglia, detta soppressore, fa capo al catodo.

Le valvole pentagriglia convertitrici di frequenza, appartenenti a questa categoria, possono funzionare con buone caratteristiche di rendimento con frequenze di valore medio. Si è riscontrato però che il loro funzionamento è più soddisfacente con frequenze relativamente basse, in quanto la tensione di uscita del segnale fornito dall'oscillatore diminuisce di ampiezza mano a mano che la frequenza aumenta, ed anche a causa di certi effetti indesiderabili che si verificano a causa della reciproca influenza tra la sezione oscillatrice e la sezione amplificatrice del segnale in arrivo, la quale influenza aumenta coll'aumentare della frequenza.

Le valvole convertitrici di questo tipo sono studiate in modo tale che la carica spaziale presente intorno al catodo non risulti influenzata dagli elettroni provenienti dal segnale di griglia. Oltre a ciò, il campo elettrostatico creato dal segnale di griglia esercita anch'esso una influenza assai ridotta sulla carica spaziale. Il risultato di tutto ciò è che la tensione a radio frequenza del segnale applicato alla griglia influisce in minimo modo sulla corrente catodica. Di conseguenza, si ha un effetto di dissintonia minimo nei confronti dell'oscillatore ad opera della polarizzazione derivante dal controllo automatico di volume, in quanto le variazioni di quest'ultima — che si ripercuotono sulla polarizzazione — determinano piccole variazioni nella trasconduttanza dell'oscillatore, o nella capacità di ingresso della griglia n. 1.

Un altro sistema di conversione di frequenza è quello di **figura 107** basato sull'impiego di un oscillatore separato, la cui placca è accoppiata direttamente alla griglia pilota del **pentodo mescolatore.** Il catodo, la griglia, e la placca del triodo costituiscono l'unità oscillatrice. Il catodo, la griglia del pentodo (griglia n. 1) la griglia schermo (griglia n. 2) e la griglia di soppressione nonché la relativa placca, costituiscono l'unità mescolatrice.

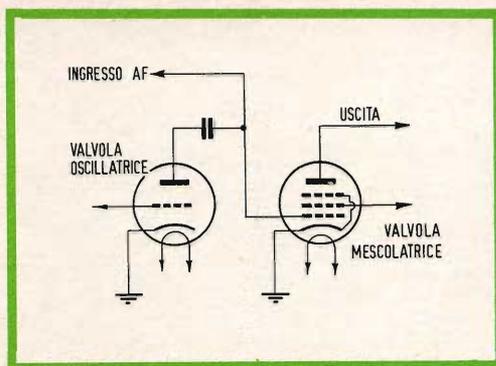



Fig. 107 - Esempio di stadio convertitore nel quale la sezione che produce le oscillazioni locali consiste in un triodo separato. In questo caso specifico, i due segnali (quello dell'oscillatore e quello ad Alta Frequenza in arrivo) vengono applicati entrambi alla prima griglia del pentodo mescolatore.

Il funzionamento di questa valvola, agli effetti della conversione di un segnale a radio frequenza in un segnale a Media Frequenza, dipende dalla produzione di una frequenza di oscillazione locale ad opera del triodo, dal trasferimento di questa frequenza sulla griglia n. 1 del pentodo, e dalla miscelazione internamente all'esodo tra questa frequenza e quella del segnale in arrivo dall'antenna.

Questo tipo di valvola non è criticamente sensibile alla variazioni della tensione di placca dell'oscillatore o alle variazioni di polarizzazioni della griglia alla quale è applicato il vero e proprio segnale di ingresso, per cui viene impiegato con notevole successo in tutti i ricevitori destinati alla ricezione di tutte le emittenti alle varie lunghezze d'onda, onde ottenere minime variazioni di frequenza in corrispondenza delle frequenze più elevate.

Un altro metodo di conversione di frequenza è basato sull'impiego di valvole denominate **ottodo** e **triodo-esodo.** Questi tipi di valvole sono muniti di due griglie di controllo indipendenti, e vengono usati nella maggior parte dei circuiti di conversione. La tensione del segnale ad Alta Fre-

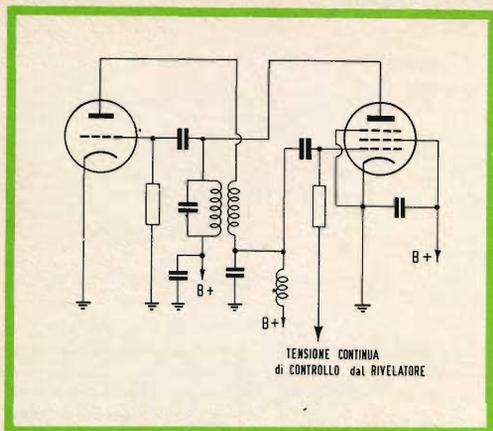



Fig. 108 - Esempio di stadio per il controllo automatico di frequenza. La tensione continua di controllo viene applicata alla griglia della valvola a reattanza, la cui impedenza interna si trova in parallelo al circuito accordato. Ogni variazione della corrente anodica determina pertanto una variazione che corregge la frequenza delle oscillazioni.

quenza viene applicata ad una delle suddette griglie di controllo, mentre la tensione del segnale fornito dall'oscillatore viene applicata ad un'altra griglia. Ne deriva quindi che le variazioni di intensità della corrente di placca sono dovute alla combinazione tra le frequenze dell'oscillatore e quelle del segnale in arrivo.

CIRCUITI DI CONTROLLO AUTOMATICO DELLA FREQUENZA

Un circuito di controllo automatico della frequenza **(C.A.F.)** costituisce un mezzo per correggere automaticamente il valore della frequenza intermedia in un ricevitore supereterodina, quando — per qualsiasi motivo — questa varia rispetto alla frequenza sulla quale i relativi stadi amplificatori sono sintonizzati.

Questa correzione viene apportata regolando in modo opportuno la frequenza di funzionamento dell'oscillatore locale.

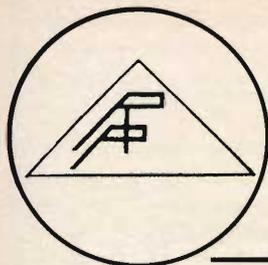
Un circuito di questo tipo provvede automaticamente a compensare le eventuali lievi variazioni della frequenza della portante ad Alta Frequenza o dell'oscillatore, come pure le eventuali inesattezze della messa a punto del controllo manuale di sintonia, o dei dispositivi di sintonia a pulsanti.

Un sistema di controllo automatico della frequenza implica l'impiego di due sezioni distinte: un rivelatore di frequenza, ed una reattanza variabile. La sezione rivelatrice può essere sostanzialmente uguale ad un rivelatore per modulazione di frequenza del tipo a suo tempo illustrato, del quale ci siamo occupati nel paragrafo dedicato ai sistemi di rivelazione. Nel dispositivo C.A.F., tuttavia, l'uscita è costituita da una tensione di controllo a corrente continua, la cui ampiezza risulta proporzionale all'ammontare della variazione della frequenza di sintonia. Questa tensione di controllo a corrente continua viene impiegata per controllare la polarizzazione di griglia di una valvola, in seno alla quale si trova la sezione a reattanza variabile (vedi **figura 108).**

La corrente di placca della valvola a reattanza viene derivata ai capi del circuito accordato dell'oscillatore. Dal momento che la corrente anodica e la tensione anodica della valvola a reattanza sono reciprocamente sfasate di circa 90°, la valvola di controllo esercita una certa influenza sul circuito accordato, in maniera simile a quella esercitata da una eventuale reattanza ad esso in parallelo.

La polarizzazione di griglia della valvola determina l'ampiezza, o per meglio dire l'ammontare della reattanza effettiva, e — di conseguenza — un sistema di controllo di questa polarizzazione di griglia può essere impiegato vantaggiosamente per controllare la frequenza di funzionamento dell'oscillatore.

Il controllo automatico di frequenza viene usato anche nei ricevitori per televisione allo scopo di mantenere la frequenza dell'oscillatore orizzontale in passo con la frequenza di scansione orizzontale (15.625 Hertz) nel trasmettitore. La **figura 109** illustra un circuito di controllo automatico della frequenza di comune impiego.

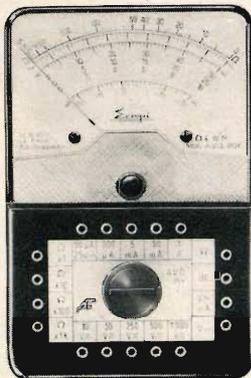
Questo circuito, comunemente definito come rivelatore bilanciato di fase, o come

ANALIZZATORE mod. A.V.O. 20 k
30 PORTATE

Sensibilità C.C. 20.000 Ω/V
V. cc. 2,5/10/50/250/500/1.000 V
V. ca. 5 kΩ/V 10/50/250/500/1.000 V
mA. cc. 50/500 μ 5/50 mA 1 A
Ω: da 0 a 10 MΩ in 4 portate, con alimentazione a batteria a 3 V
Misuratore d'uscita: 10/50/250/500/1.000 V
Decibel: da — 10 a + 22 dB in 5 portate
Dimensioni: mm 124 x 78 x 29
Peso: g 265

COMPLETO DI PUNTALI-ASTUCCIO E MANUALE D'ISTRUZIONE

ANALIZZATORE mod. A.V.O. 40 k
47 PORTATE

Sensibilità C.C. 40.000 Ω/V
V. cc. 250 mV/1/5/10/25/50/250/500/1.000 V
V. ca. 5 kΩ/V 5/10/25/50/250/500/1.000 V
cc. 25/500 μ 5/50/500 mA 1/5 A
Ω: da 0 a 100 MΩ in 5 portate con alimentazione a batterie da 1,5 e 15 V
Capacimetro: da 0 a 500.000 pF in 2 portate
Frequenziometro: da 0 a 500 Hz in 2 portate
Misuratore d'uscita: 5/10/25/50/250/500/1.000 V
Decibel: da — 10 dB a + 62 dB in 7 portate
Dimensioni: mm 127 x 87 x 35.
Peso: g 350

COMPLETO DI ASTUCCIO-PUNTALI E MANUALE D'ISTRUZIONE

Altre produzioni **ERREPI**:

ANALIZZATORE PER ELETTRICISTI mod. A.V.O. 1°
ANALIZZATORE ELECTRICAR per elettrauto
OSCILLATORE M. 30 AM/FM
Strumenti a ferro mobile ed a bobina mobile nella serie normale e nella serie Lux

discriminatore di fase, viene solitamente impiegato per controllare un circuito per la produzione di oscillazioni di deflessione orizzontale, del tipo a multivibratore. La valvola rivelatrice 6AL5 fornisce una tensione di controllo a corrente continua alla griglia della valvola oscillatrice orizzontale, la quale tensione reagisce contro le variazioni della frequenza di oscillazione.

L'ammontare e la polarità delle tensioni di controllo vengono determinati dalle relazioni di fase che sussistono internamente al circuito C.A.F. in un determinato istante. Gli impulsi di sincronismo orizzontale, ottenuti all'uscita del circuito separatore dei sincronismi, vengono applicati — tramite un invertitore di fase costituito da un semplice triodo o tramite un circuito divisore di fase — alle due sezioni diodo della valvola 6AL5. A causa dell'azione esercitata dal circuito invertitore di fase, i segnali applicati ai due diodi sono di eguale ampiezza, ma risultano reciprocamente sfasati di 180°.

Alle due unità viene applicata contemporaneamente anche una tensione di riferimento a dente di sega prelevata dal circuito di uscita di deflessione orizzontale. Qualsiasi variazione, che si verifichi nella frequenza dell'oscillatore, altera le relazioni di fase che sussistono tra il segnale di riferimento a dente di sega e gli impulsi di ingresso di sincronismo orizzontale. In seguito a ciò, uno dei diodi della valvola 6AL5 conduce con maggiore intensità di corrente dell'altro, determinando così la produzione di un segnale di correzione.

L'intero sistema risulta così continuamente bilanciato, in quanto le variazioni momentanee della frequenza dell'oscillatore vengono corrette istantaneamente dall'azione esercitata dalla tensione di controllo a corrente continua.

Le sezioni diodo della valvola 6AL5 sono polarizzate in modo tale che la conduzione di corrente abbia luogo soltanto in corrispondenza delle punte degli impulsi di sincronismo. La posizione relativa degli impulsi di sincronismo sul tratto dei segnali a dente di sega costituente la ritraccia, in qualsiasi istante determinato, determina —

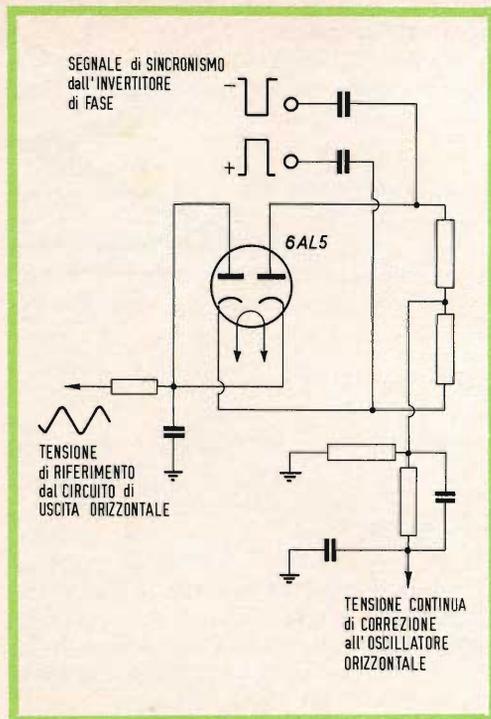



Fig. 109 - Circuito a doppio diodo, del tipo di comune impiego nei ricevitori per televisione. Con questo circuito particolare, è possibile mantenere costante la frequenza delle oscillazioni che determinano la scansione orizzontale dello schermo, con la conseguente stabilità dell'immagine riprodotta.

a sua volta — quale dei diodi debba condurre più dell'altro, e stabilisce quindi lo ammontare e la polarità della tensione di controllo.

Il circuito presente tra i diodi e la griglia controllo della valvola oscillatrice orizzontale consiste essenzialmente in un filtro passa-basso, il quale ha il compito di impedire che gli impulsi di sincronismo orizzontale influenzino le caratteristiche di funzionamento dell'oscillatore orizzontale.

TECNICA DI IMPIEGO DELLE VALVOLE

La tecnica di installazione delle valvole elettroniche richiede una certa cura se si desidera ottenere un funzionamento di elevata qualità dai circuiti associati. Questo

paragrafo contiene i principali suggerimenti relativi all'installazione delle valvole, che pososno essere considerati in riferimento a tutti i tipi di valvola.

La seria osservanza di tutti i suddetti suggerimenti sarà di notevole aiuto nei confronti del tecnico progettista o del tecnico elettronico, per ottenere da parte delle valvole elettroniche e dei relativi circuiti le massime prestazioni consentite.

Alimentazione dei filamenti

Le caratteristiche di una valvola elettronica sono suscettibili di alcune alterazioni agli effetti della tensione e della corrente fornite al filamento; tuttavia, i risultati più soddisfacenti vengono ottenuti attribuendo alle suddette tensioni e correnti i valori dichiarati dal fabbricante.

Quando la tensione è bassa, la temperatura raggiunta dal catodo durante il funzionamento è inferiore a quella prescritta, dal che deriva un'emissione elettronica limitata. L'emissione limitata di elettroni può causare — a sua volta — un funzionamento insoddisfacente. D'altro canto, un valore eccessivamente alto della tensione applicata può provocare la rapida evaporazione del materiale depositato sul catodo, abbreviando del pari la durata della valvola.

Per fornire le tensioni di valore adatto al funzionamento del filamento di una valvola o di più valvole, quando si effettua l'alimentazione mediante energia prelevata da una rete di distribuzione a corrente alternata, si usa solitamente un trasformatore — riduttore di tensione. Nel caso dei ricevitori progettati in modo tale da poter funzionare con alimentazione sia da rete a corrente continua che da rete a corrente alternata, tutti i filamenti sono collegati in serie tra loro, con l'aggiunta di una resistenza in serie di valore appropriato, e vengono alimentati direttamente dalla tensione fornita dalla rete stessa.

Per evitare manifestazioni di segnali spuri, quali il rumore di fondo, crepitii, ecc., è sempre indispensabile eseguire a regola d'arte tutte le saldature, ed usare conduttori di sezione adatta all'intensità della corrente di accensione. Oltre a ciò, occorre evitare che in prossimità di tali collegamenti passino dei conduttori percorsi dal segnale utile, specie nella sezione del ricevitore che elabora i segnali a frequenza acustica. Si curi inoltre con la massima diligenza l'isolamento verso massa e verso i circuiti prossimi.

Nel caso dell'alimentazione mediante batterie di accumulatori, o batterie di pile, o nel caso di alimentazione con tensione di rete a corrente continua, è possibile usare una resistenza non regolabile, purché sia di valore appropriato. È consigliabile controllare le condizioni di funzionamento iniziale, e — successivamente — il valore della resistenza, con l'aiuto di un voltmetro o di un amperometro.

Quando i filamenti delle valvole, del tipo adatto all'alimentazione mediante batterie, sono collegati in serie, la corrente totale che scorre nel circuito dei filamenti equivale alla somma tra l'intensità di corrente assorbita per l'alimentazione dei filamenti stessi, e le correnti di placca e di griglia schermo (ossia le correnti catodiche) che fanno capo al ritorno negativo dell'alimentazione anodica attraverso in filamenti delle valvole. Di conseguenza, in una catena di filamenti in serie, è necessario aggiungere delle resistenze in parallelo a ciascun filamento, al fine di fornire una seconda via di passaggio alla suddetta corrente catodica, e ciò per mantenere al valore esatto la tensione di accensione.

Quando si usa il collegamento in serie dei filamenti nei ricevitori adatti all'alimentazione sia in corrente continua che in corrente alternata, è normalmente consigliabile disporre i filamenti nel circuito in modo che le valvole più sensibili al rumore di fondo corrispondano o siano in prossimità dell'estremità del circuito facente capo a massa. Mediante questo accorgimento, si riduce l'ammontare della tensione a corrente alternata presente tra il filamento ed il catodo delle suddette valvole, il che porta al minimo il rumore di fondo presente all'uscita del ricevitore.

L'ordine di collegamento, in base alla funzione della valvola, a partire dallo schassis, fino al lato del catodo della rettificatrice della tensione alternata di rete, è illustrato alla **figura 110.**

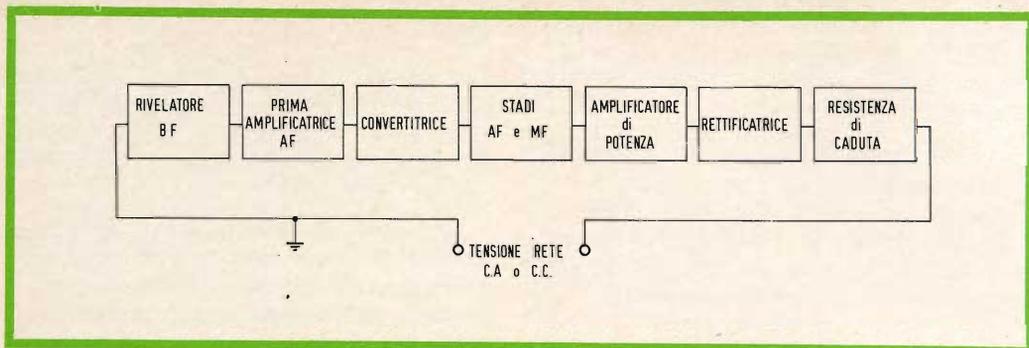



Fig. 110 - Quando le diverse valvole di un ricevitore alimentato in corrente alternata, e funzionante senza trasformatore, hanno tutti i filamenti collegati in serie tra loro, occorre rispettare l'ordine qui rappresentato, per ottenere le migliori condizioni di funzionamento.

Collegamento tra filamento e catodo

Quando le valvole vengono alimentate in corrente alternata, il rispettivo catodo o il ritorno di griglia possono fare ritorno (attraverso resistenze condensatori, o altri componenti) ad una presa centrale presente nell'avvolgimento che fornisce la tensione di alimentazione al filamento (vedi **figura 111**), oppure alla presa centrale di una piccola resistenza (del valore approssimativo di 50 ohm) collegata in parallelo all'avvolgimento stesso, (vedi **figura 112**), o ancora ad una estremità dell'avvolgimento di cui sopra, a seconda delle esigenze di circuito. In tutti i circuiti, è importante fare in modo che la differenza di potenziale presente tra il filamento ed il catodo non superi il valore massimo dichiarato dal fabbricante.

I collegamenti di accensione del filamento di ciascuna valvola devono essere intrecciati tra loro, e devono inoltre essere tenuti a buona distanza da tutti i circuiti ad alta impedenza nei quali scorre il segnale utile.

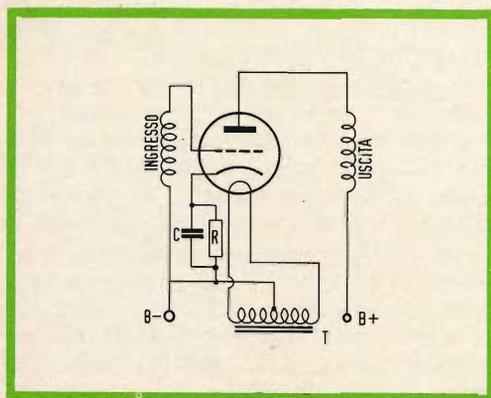



Fig. 111 - In questo caso, la polarizzazione di griglia viene ottenuta con una resistenza di caduta in serie al catodo, la cui estremità inferiore fa capo alla presa centrale del secondario del trasformatore, che fornisce la tensione di accensione del filamento.

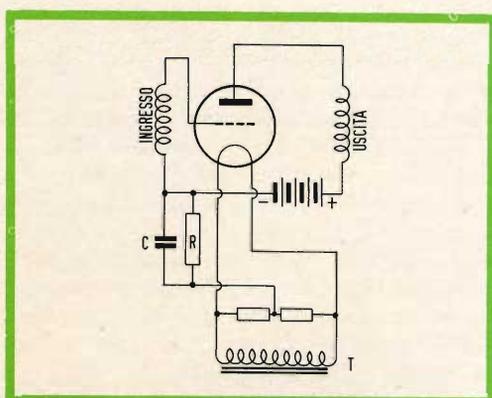



Fig. 112 - Esempio di realizzazione del circuito di ritorno di griglia, facente capo al punto in comune di due resistenze di ugual valore, collegate in parallelo al secondario di accensione del filamento. Il metodo equivale a quello di figura 111.

Fig. 113 - Metodo per ottenere la tensione negativa di polarizzazione di griglia, mediánte una resistenza in serie alla tensione di alimentazione anodica. In questo caso, la posizione del cursore determina il valore della polarizzazione.

Alimentazione anodica

La tensione di alimentazione anodica necessaria per il funzionamento delle valvole elettroniche può essere fornita da batterie, da rettificatori, da reti di distribuzione dell'energia elettrica a corrente continua, nonché da piccoli generatori locali.

Per l'impiego corretto di una valvola, se si desidera farla funzionare nelle condizioni di lavoro più soddisfacenti, è necessario non superare il valore massimo della tensione di placca dichiarato dal fabbricante. Inoltre, è necessario non applicare ad una valvola la tensione di placca, a meno che non venga contemporaneamente applicata alla griglia la tensione di polarizzazione negativa corrispondente.

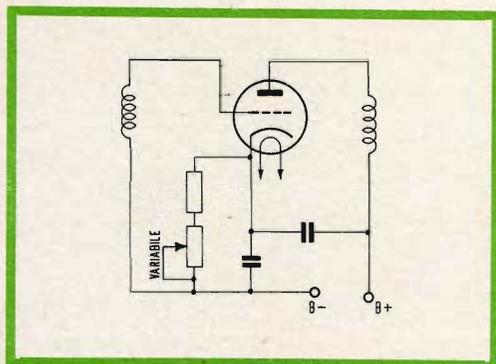



Fig. 114 - Metodo per ottenere la polarizzazione negativa di griglia mediante resistenza di caduta in serie al catodo. Variando la posizione del cursore si varia il valore della resistenza. Ciò provoca una variazione corrispondente della caduta di tensione, e — quindi — della tensione di polarizzazione.

Alimentazione di griglia

I valori consigliati della tensione di polarizzazione di griglia corrispondenti alle diverse condizioni di lavoro di ciascuna valvola, sono stati eterminati con la massima cura, al fine di consentire le caratteristiche di funzionamento più soddisfacenti.

La tensione di polarizzazione di griglia può essere fornita da una sorgente fissa, (come ad esempio una batteria supplementare separata, oppure una apposita presa praticata sul partitore di tensione ai capi del quale è presente l'alta tensione anodica di alimentazione), come nel caso di **figura 113,** oppure da una resistenza di caduta collegata in serie al circuito catodico, (vedi **figura 114**), o — infine — da una resistenza di caduta inserita nel circuito di griglia.

In ogni caso, lo scopo della polarizzazione consiste nel rendere la griglia negativa (rispetto al catodo) di una determinata tensione. Quando si usa una batteria separata, o comunque una sorgente di tensione separata, il lato negativo viene collegato al ritorno del circuito di griglia, mentre il lato positivo viene collegato al terminale negativo del filamento presente sullo zoccolo, oppure al terminale del catodo, se la valvola è del tipo ad accensione indiretta. Se il filamento viene alimentato a corrente alternata, questo collegamento viene solitamente applicato alla presa centrale del secondario di accensione, come si osserva alla **figura 115.**

Il valore della resistenza da usare per ottenere la polarizzazione catodica in una valvola può essere determinato con l'aiuto della seguente formula:

$$R = \frac{Vg \times 1000}{I_k}$$

nella quale R è il valore della resistenza di catodo in ohm, Vg è il valore della tensione negativa di griglia ove si desidera ottenere, ed I_k è l'intensità della corrente che scorre nel circuito di catodo. Si rammenti che questa corrente è data dalla somma della corrente di placca e di quella di griglia schermo.

Se la corrente di catodo di più di una valvola deve passare attraverso la resistenza, oppure se la valvola o le valvole posseggono più di tre elettrodi, la resistenza viene calcolata in base al valore totale della corrente.

La necessità di filtraggio della tensione di polarizzazione catodica dipende dalle esigenze specifiche del circuito. Nei circuiti funzionanti ad Alta Frequenza, solitamente si collega una capacità di filtro in parallelo alla resistenza di carico. Nei circuiti di amplificazione a Bassa Frequenza, l'impiego di resistenze catodiche, senza condensatore di filtro in parallelo, riduce la distorsione in quanto determina la presenza di una certa reazione negativa o controreazione, come abbiamo visto a suo tempo. Tuttavia, occorre considerare che la mancanza del condensatore di filtro in parallelo alla resistenza catodica diminuisce l'amplificazione e la sensibilità di potenza dello stadio.

Quando invece si usa il filtraggio, è importante che il condensatore impiegato a tale scopo abbia una capacità sufficientemente elevata per opporre una reattanza trascurabile nei confronti della frequenza più bassa da amplificare.

L'impiego di una resistenza catodica per ottenere la polarizzazione di griglia non è consigliabile negli amplificatori in cui la corrente anodica varia notevolmente in seguito all'applicazione di un segnale. In questi tipi di amplificatori, è sempre conveniente usare un sistema di polarizzazione separata, ossia fissa.

Il metodo di variazione della polarizzazione di griglia negli stadi di amplificazione ad Alta e Media Frequenza risulta comodo e di impiego frequente per controllare il volume di uscita del ricevitore, ad esempio mediante un sistema automatico (C.A.V.) di cui ci siamo già occupati.

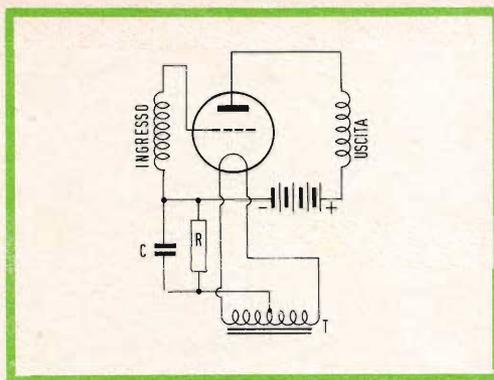



Fig. 115 - Nei casi in cui una valvola ad accensione diretta viene alimentata con tensione alternata agli effetti dell'accensione, il ritorno negativo di griglia deve far capo alla presa centrale del secondario di accensione (come nel caso illustrato), oppure al centro di un partitore bilanciato, come nel caso di figura 112.

La tensione variabile applicata alle griglie può essere ottenuta da una resistenza catodica variabile, nel modo illustrato alle figure 113 e 114, da un circuito di drenaggio, mediante un potenziometro, nel modo illustrato alla **figura 116,** oppure da un circuito particolare nel quale la corrente viene fatta variare mediante una valvola usata per il controllo automatico di volume. Quest'ultimo circuito è stato illustrato nell'apposito paragrafo.

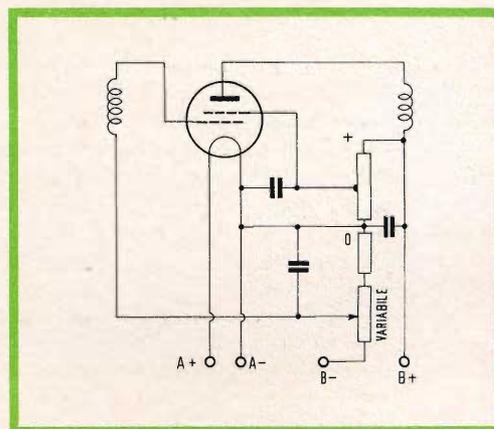



Fig. 116 - Altro esempio di ottenimento della tensione di polarizzazione negativa di griglia, mediante resistenza variabile in serie alla tensione anodica di alimentazione.

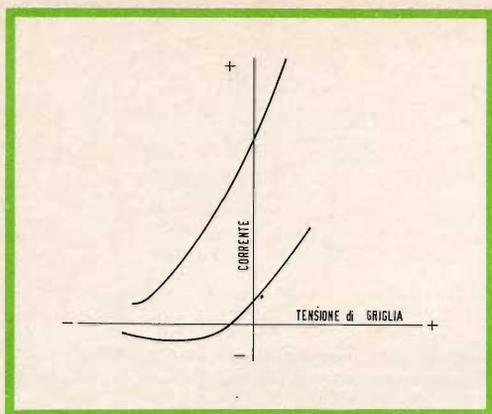



Fig. 117 - Grafico illustrante la presenza di una lieve corrente di griglia, anche quando questa è polarizzata con una tensione negativa (curva inferiore). La curva superiore dimostra ancor più questo fenomeno, dovuto a diverse condizioni di funzionamento della valvola. Per lo più, si tratta di intercettazione — da parte della griglia — di una parte degli elettroni provenienti dal catodo.

In tutti i casi, è importante che il controllo venga effettuato in modo tale che in nessun istante la polarizzaizone assuma un valore inferiore alla tensione di griglia minima consigliata per il tipo particolare di valvola usato. Questa esigenza può essere soddisfatta adottando un punto fisso di fermo sul potenziometro, collegando una resistenza fissa in serie alla resistenza variabile, oppure collegando una resistenza catodica fissa in serie alla resistenza variabile usata per effettuatre la regolazione.

Quando il guadagno del ricevitore viene controllato facendo variare la polarizzazione di griglia, è consigliabile fare in modo che le tensioni di controllo possano variare entro una gamma sufficientemente ampia, allo scopo di evitare la modulazione incrociata, e la distorsione di modulazione incrociata, e la distorsione di intermodulazione. Per questo motivo, negli stadi controllati è necessario usare tipi di valvole caratterizzate da una elevata tensione di polarizzazione di interdizione.

Nella maggior parte delle valvole che impiegano un catodo unipotenziale, si ha il passaggio di una corrente positiva di griglia quando la griglia è leggermente negativa, che aumenta rapidamente mano a mano che la griglia diventa più positiva, come si può osservare nel grafico di **figura 117.** Il valore della tensione di griglia in corrispondenza del quale la curva (che rappresenta l'andamento della corrente di griglia) interseca l'asse orizzontale è determinato da diversi procedimenti fisici, tra i quali l'effetto elettro-termico dovuto alle differenze di temperatura ed alla composizione del materiale che costituisce la griglia ed il catodo, nonché alla corrente positiva di griglia.

Per valori dei potenziali di griglia maggiori del tratto così delimitato sull'asse orizzontale, la direzione della corrente di griglia è positiva (vale a dire che la corrente scorre dalla griglia al catodo). Per valori minori del potenziale di griglia, la direzione della corrente di griglia è negativa (vale a dire che scorre dal catodo alla griglia).

La corrente positiva di griglia è costituita da elettroni emessi dal catodo, che vengono intercettati dalla griglia di controllo. La corrente negativa di griglia — invece — che diventa apprezzabile soltanto quando il potenziale di griglia assume un valore più negativo di quello rappresentato dal punto di intersezione della curva, è dovuta alla emissione di elettroni da parte della griglia pilota riscaldata, i quali raggiungono il catodo, all'effetto dovuto alla presenza di molecole di gas internamente alla valvola, ed all'influenza delle correnti di dispersione che si manifestano tra la griglia ed il catodo, nonché tra la griglia e la placca.

Il valore del potenziale di griglia corrispondente al punto di intersezione della curva della corrente di griglia con l'asse orizzontale (che viene spesso chiamato erroneamente « potenziale di contatto ») può raggiungere un valore fino ad 1,5 volt. Se la polarizzazione di funzionamento della valvola è inferiore al potenziale rappresentato dal suddetto punto di intersezione, si notano due effetti distinti. In altre parole, si ha cioè un passaggio di corrente continua nel circuito di griglia, ed inoltre le resistenza dinamica di ingresso della valvola può diventare relativamente bassa.

In genere, è opportuno alimentare la val-

vola con un valore della tensione di polarizzazione sufficientemente elevato, in modo che il punto di lavoro della valvola stessa non risulti prossimo al punto di intersezione. Se invece il valore della polarizzazione di funzionamento è prossimo a quello del punto di intersezione, occorre adottare particolari precauzioni allo scopo di evitare effetti indesiderabili nel circuito di griglia, dovuti proprio alla presenza di una corrente di griglia o ad un valore basso della resistenza di ingresso.

ig. 118 - La tensione di polarizzazione della griglia schermo può essere ottenuta mediante un partitore (variabile nel caso illustrato), collegato in parallelo alla tensione anodica di alimentazione.

Alimentazione della griglia schermo

La tensione positiva necessaria per alimentare la griglia schermo (o griglia n. 2) delle valvole che ne sono munite può essere ricavata da un'apposita presa prevista su di un partitore di tensione, da un potenziometro, o da una resistenza in serie collegata ad una sorgente di alta tensione, a seconda del tipo particolare di valvola usato, e del suo impiego.

La tensione di alimentazione della griglia schermo per i tetrodi deve essere ricavata da un partitore di tensione, oppure da un potenziometro, piuttosto che da una sorgente ad alta tensione tramite una resistenza in serie, e ciò a causa della caratteristica di variazione della corrente di griglia schermo che si verifica appunto nei tetrodi. La **figura 118** illustra il circuito di uno stadio a tetrodo, nel quale la tensione di alimentazione della griglia schermo è ottenuta tramite un potenziometro.

Quando i pentodi o le valvole di potenza a fascio elettronico vengono fatti funzionare in condizioni tali da non determinare forti variazioni di intensità della corrente anodica o di griglia schermo in seguito all'applicazione del segnale di ingresso alla griglia di controllo, la tensione di alimentazione della griglia schermo può essere ricavata dalla sorgente di alta tensione, tramite una resistenza in serie. Questo metodo di alimentazione è possibile grazie all'elevata uniformità della caratteristica di corrente di griglia schermo nei pentodi e nelle valvole di potenza a fascio elettronico.

Inoltre, dal momento che la tensione di griglia schermo aumenta con l'aumentare della polarizzazione negativa di griglia, ed a causa della diminuzione che ne deriva dell'intensità della corrente di schermo, con questo metodo di alimentazione è possibile aumentare la tensione di polarizzazione di interdizione di un pentodo.

Questo sistema viene sfruttato a volte

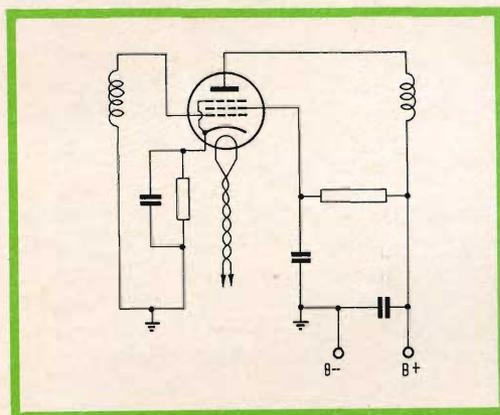



Fig. 119 - Nei circuiti di amplificazione, la tensione di polarizzazione positiva della griglia schermo viene di solito ottenuta mediante una resistenza di caduta, in serie alla griglia stessa, facente capo al potenziale anodico positivo. La tensione ottenuta deve essere filtrata mediante una capacità di valore adeguato.

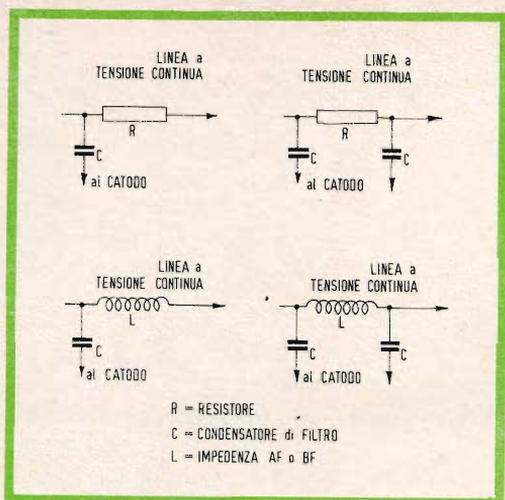



Fig. 120 - Esempi di filtri di disaccoppiamento per alimentazione anodica degli stadi. I due tipi superiori sono a resistenza e capacità, mentre i due tipi inferiori sono ad impedenza e capacità. La scelta dipende dal valore della caduta di tensione che si ottiene.

per aumentare la gamma dei valori di ampiezza dei segnali di ingresso che può essere sopportata da un pentodo. Quando viene usato nei circuiti di amplificazione con accoppiamento a resistenza e capacità in cui gli stadi amplificatori sono costituiti da pentodi, col metodo della polarizzazione catodica, esso rende minime le necessità di laboriose messe a punto dei circuiti.

La **figura 119** illustra un pentodo, la cui tensione di griglia schermo viene applicata attraverso una resistenza di caduta facente capo — dall'estremità opposta — alla sorgente di alta tensione.

Quando i pentodi di potenza e le valvole di potenza a fascio elettronico vengono fatte funzionare in condizioni tali che — con l'applicazione del segnale di ingresso alla griglia pilota — si ottengono forti variazioni di intensità della corrente di placca e della corrente di schermo, il metodo di alimentazione dello schermo mediante una resistenza in serie non è consigliabile. In tal caso — infatti — qualsiasi variazione di intensità della corrente di schermo determina una variazione corrispondente della caduta di tensione che si verifica ai capi della resistenza collegata in serie all'elettrodo: in tal modo, si verifica anche una variazione della tensione che la griglia schermo presenta nei confronti del catodo, il che esercita una notevole influenza agli effetti del segnale di uscita fornito dall'intera valvola, a tutto danno della fedeltà di amplificazione, ossia con un conseguente aumento della distorsione.

In questo caso, la tensione di alimentazione dello schermo deve essere ricavata da un punto del circuito di alimentazione anodica, e precisamente dalla cellula filtrante, che presenti un valore di tensione adatto, oppure da un'apposita sorgente separata.

Filtri

Gli effetti non voluti di reazione possono essere provocati — nei ricevitori radio o per televisione — anche a causa di accoppiamenti spurii tra i diversi stadi, tramite i circuiti in comune di alimentazione anodica. I cosiddetti filtri, che possono essere di varia natura, trovano un vasto campo di applicazione per l'eliminazione di queste fonti di inconvenienti.

La **figura 120** illustra diversi tipi di circuiti di filtro. La capacità C costituisce il percorso a bassa impedenza per il segnale da eliminare, mentre l'impedenza o la resistenza, a seconda del tipo di componente usato a tal scopo, contribuisce a deviare il segnale da disaccoppiare, facendo in modo che esso passi attraverso la suddetta capacità, anziché passare attraverso il circuito di alimentazione.

La scelta tra un filtro a resistenza ed un filtro ad induttanza dipende essenzialmente dall'ammontare della caduta di tensione che può essere considerata ammissibile internamente al filtro. Nei circuiti in cui l'intensità di corrente è assai limitata (pari cioè a pochi milliampère), risulta vantaggioso adottare filtri del tipo a resistenza. Nei casi in cui si ha il passaggio di correnti di notevole intensità, o quando la stabilità della tensione che si desidera ottenere all'uscita del filtro è assai importante, è preferibile usare i filtri del tipo ad impedenza.

Il valore minimo, che presenti un buon

IMPIANTO HI-FI TRUVOX

Amplificatore stereo **Truvox** a transistor mod. TSA 100 n° G.B.C. Z/222 ■ Potenza d'uscita musicale per canale: 18 W ■ Risposta di frequenza: 20 ÷ 20.000 Hz ■ Sensibilità pick-up magnetico: 3,5 mV ■ Distorsione armonica: < 0,25% ■ Rapporto segnale/disturbo: 60 dB ■ Impedenza: 4-8-15 Ω ■ Alimentazione: 110 ÷ 240 V ■ Dimensioni: 406 x 174 x 132 mm.
Sintonizzatore stereo **Truvox** mod. FM 100 n° G.B.C. Z/222-2 ■ Entrata d'antenna: 300 Ω ■ Risposta di frequenza: 20 ÷ 20.000 Hz ■ Sensibilità: 7,5 μV per uscita 20 dB ■ Dimensioni: 406 x 174 x 131 mm.
Registratore stereo **Truvox** mod. PD 102 a due tracce n° G.B.C. S/178 oppure PD 104 a quattro tracce n° G.B.C. S/180 ■ Risposta di frequenza: 30 ÷ 17.000 Hz a 19 cm/s ■ Bobine da 18 cm (7") ■ Rapporto segnale/disturbo: > 50 dB ■ Segnale massimo d'uscita: 1 V ■ Dim.: 405 x 420 x 200 mm.
2 diffusori acustici **Truvox** mod. LS 100 n° G.B.C. A/867.
Giradischi professionale **ELAC** mod. Miracord 50 H n° G.B.C. R/237 da completare con base n° G.B.C. R/947 e coperchio n° G.B.C. R/947; è consigliabile l'uso della **cartuccia** magnetica **ELAC** mod. STS 322 n° G.B.C. R/1481.

TRUVOX LTD. - NEASDEN LANE - LONDON - ENGLAND

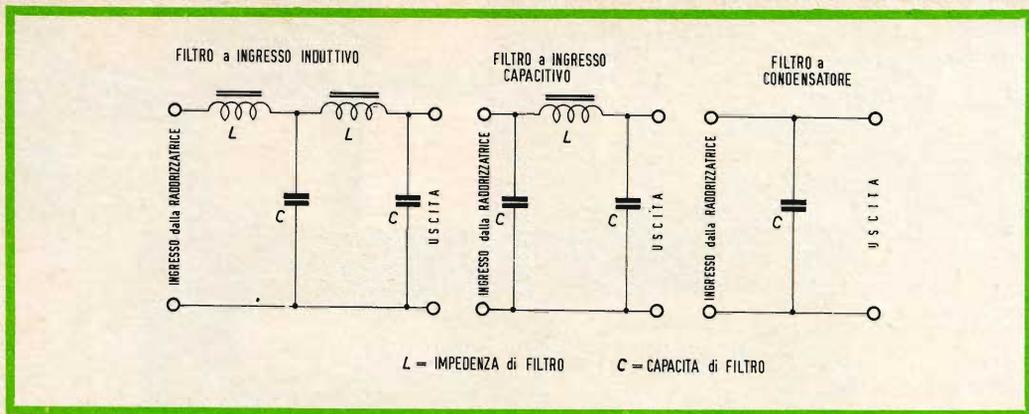



Fig. 121 - Tre esempi di cellule filtranti per la tensione anodica fornita dalla sezione di rettificazione dell'alimentatore. La scelta tra un tipo e l'altro dipende dalle caratteristiche del carico (ossia dell'apparecchiatura da alimentare), nonché dai valori di tensione e di corrente in gioco.

grado di utilità agli effetti del filtraggio, può essere stabilito — nella maggior parte dei casi — in base alla seguente regola: l'impedenza presentata dalla capacità nei confronti della frequenza più bassa da amplificare non deve essere di valore superiore ad un quinto dell'impedenza che il filtro (resistenza o induttanza) presenta nei confronti della medesima frequenza. Nei casi speciali, si ottiene un risultato ovviamente migliore se il rapporto non supera quello di 1 a 10.

I circuiti funzionanti a radio-frequenza, ed in particolare quelli funzionanti su Alte Frequenze, implicano l'impiego di condensatori di qualità elevata. In questi casi, è preferibile adottare i condensatori a mica o ceramici. Inoltre, quando si tratta di stadi schermati, il filtro relativo deve essere installato internamente allo schermo.

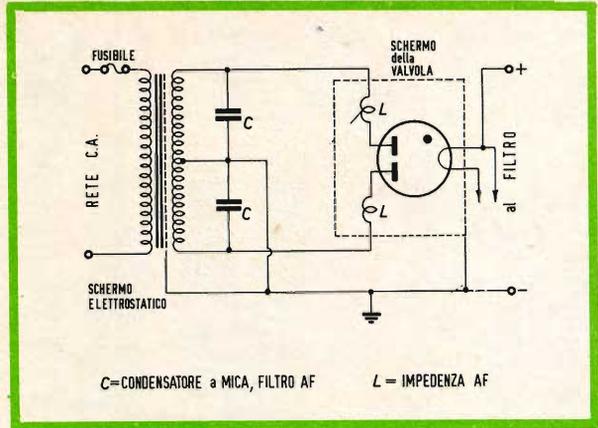
Un'altra importante gamma di applicazioni dei filtri è costituita dall'impiego per il livellamento della tensione e della corrente fornite da un circuito rettificatore. Come abbiamo già avuto occasione di accennare, nel paragrafo dedicato alla rettificazione, un filtro di livellamento consiste solitamente in un'induttanza di valore appropriato, ed in uno o più condensatori.

In qualsiasi problema relativo alla progettazione di un filtro, il valore dell'impedenza del carico deve essere considerato come parte integrante del filtro, e ciò in quanto le caratteristiche intrinseche del carico applicato costituiscono un fattore di importanza rilevante agli effetti del funzionamento del filtro.

La **figura 121** illustra alcuni tipi di filtri per circuiti di alimentazione.

Se si fa uso di una capacità di ingresso per filtro, occorre dare una certa considerazione al valore istantaneo di picco della tensione alternata di ingresso. Questo valore di picco ammonta approssimativamente ad 1,4 volte il valore efficace misurato mediante un comune voltmetro a valvola per corrente alternata. Per questo motivo, i condensatori di filtro — ed in particolare quello applicato all'ingresso del filtro stesso — deve essere in grado di sopportare una tensione di tale valore, se si vuole evitare il pericolo che il relativo dielettrico non regga alla differenza di potenziale presente tra le armature.

Quando si usa invece un filtro del tipo ad ingresso induttivo, la tensione a corrente continua disponibile all'uscita risulta lievemente inferiore a quella che si otterrebbe con un filtro ad ingresso capacitivo, fermo restando il valore della tensione alternata, applicata alle placche della valvola rettificatrice. Tuttavia — in tal caso — si

Fig. 122 - Uno dei metodi più semplici per l'eliminazione del rumore di fondo consiste nell'inserire due impedenze di filtraggio in serie alle due placche della rettificatrice (L), e nell'aggiunta di due capacità (C) in parallelo alle due sezioni del secondario ad alta tensione.

ottiene una migliore stabilità, ed una regolazione più efficace della tensione rettificata.

Le valvole rettificatrici a vapori di cercurio ed a gas producono occosionalmente fenomeni di interferenza nei radio-ricevitori, tramite irradiazione diretta o attraverso la rete di alimentazione. Questo tipo di interferenza viene solitamente identificata nel ricevitore sotto forma di un ronzio avente una frequenza pari al doppio di quella di rete (in genere, dal momento che la frequenza di rete è di 50 Hertz, la frequenza del ronzio è pari a 100 Hertz).

Essa è dovuta in genere alla formazione di un tratto ascendente assai ripido della forma d'onda della corrente di placca, quando questa comincia a scorrere internamente alla rettificatrice durante ogni semi-periodo positivo della tensione alternata di alimentazione.

Esistono numerosi accorgimenti atti ad eliminare questo tipo di interferenza. Uno di essi consiste nell'applicare un sistema di schermatura alla valvola. Un altro consiste nell'inserire tra ciascuna placca della rettificatrice, ed il relativo terminale dell'avvolgimento secondario di alta tensione del trasformatore di alimentazione, un'impedenza di filtro avente un'induttanza di un millihenry o maggiore, e nell'aggiungere delle capacità di filtro per alte frequenze, e adatte a sopportare tensioni elevate, tra i due terminali esterni del suddetto avvolgimento e la relativa presa centrale, così come illustrato alla **figura 122.**

In questo caso, le due impedenze di filtro devono essere installate internamente allo schermo della valvola. I condensatori di filtro connessi in parallelo all'avvolgimento del trasformatore devono essere caratterizzati da una tensione di lavoro adatta a sopportare il valore di picco della tensione presente ai capi di ciascuna metà del secondario, che equivale all'incirca ad 1,4 volte il valore efficace.

Sistemi di accoppiamento di uscita

I dispositivi di accoppiamento di uscita vengono usati nel circuito di placca di una valvola finale di potenza allo scopo di trasformare in variazione di potenza le notevoli variazioni di intensità della corrente anodica che scorre internamente alla valvola, nonché per adattare l'impedenza di uscita della valvola stessa all'impedenza dell'altoparlante, sia esso del tipo dinamico o elettro-magnetico.

I metodi di accoppiamento di uscita possono essere di due tipi principali, e precisamente ad impedenza e capacità, e a trasformatore.

Il metodo ad impedenza e capacità si basa sull'impiego di un'impedenza provvista di nucleo di materiale ferro-magnetico, avente un'induttanza non inferiore a 10 Henry, collegata in serie al circuito di placca. La suddetta impedenza presenta una resistenza assai ridotta alla componente continua della corrente anodica, ma presenta invece una resistenza elevata nei confron-

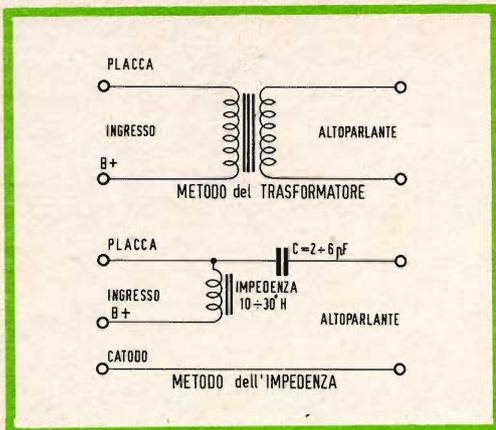



Fig. 123 - Il segnale di uscita fornito da uno stadio di amplificazione può essere prelevato sia mediante un accoppiamento a trasformatore (in alto), sia mediante un accoppiamento ad impedenza e capacità (in basso). In genere, per l'accoppiamento ad un altoparlante, si fa uso del sistema a trasformatore.

ti delle variazioni di intensità della suddetta corrente.

Le variazioni della corrente anodica determinano una tensione variabile di caduta ai capi dell'impedenza, per cui — sulla placca della valvola finale — è presente una tensione di segnale per la quale viene offerta una via di passaggio ad opera di un condensatore avente una capacità compresa tra due e sei microfarad. Attraverso tale condensatore, il segnale di uscita ha la possibilità di raggiungere — indipendentemente dalla corrente continua che scorre nella valvola — il trasduttore che provvede alla riproduzione dei suoni. Precisiamo però che questo sistema di accoppiamento ad impedenza è attualmente interessante solo dal punto di vista storico.

L'accoppiamento a trasformatore viene effettuato mediante due avvolgimenti separati, un primario ed un secondario, avvolti su di un unico nucleo ferro-magnetico. Con questo sistema, è possibile dimensionare gli avvolgimenti in modo da adattarli alle esigenze specifiche relative alla loro posizione nel circuito. La **figura 123** illustra la rappresentazione schematica dei due metodi di accoppiamento ai quali abbiamo accennato.

Panoramica della sala di audizione HI-FI della G.B.C. di Torino

RICEVITORE
Mod. UZ 22 AM-FM

Vengono descritte le varie fasi del montaggio: dall'identificazione dei materiali al cablaggio preventivo, dal montaggio dei componenti sul circuito stampato all'assemblaggio del telaio. Tutte le operazioni sono spiegate in maniera minuziosa ed esauriente, e sono divise in fasi successive ben comprensibili. L'articolo è concluso dalle istruzioni di cablaggio e taratura che permettono di mettere senz'altro in funzione il sintonizzatore.

L'« HIGH-KIT » presenta la versione kit, cioè la scatola di montaggio, per la nuova « Classic Series » come nel caso della precedente « Standard Series ». Con ciò intende assicurare la possibilità di costruire gli stessi apparecchi che essa pone in vendita già montati e tarati. Il tecnico, anche dilettante, che seguirà attentamente le istruzioni, avrà la soddisfazione di ottenere apparecchi funzionanti come quelli prodotti in uno stabilimento dotato di complessa strumentazione.

Questi risultati, alla portata di tutti, sono resi possibili dagli studi eseguiti sui vari apparecchi, smontati e rimontati infinite volte, modificati nella loro struttura meccanica ed elettrica, sottoposti alle prove tecnologiche più severe ed a controlli elettronici che solo una modernissima industria all'avanguardia può eseguire. La scatola di montaggio o kit, è quindi qualche cosa di più di un apparecchio finito, in quanto deve assicurare tutte le caratteristiche di perfetto funzionamento, pur se il montaggio viene eseguito da persone non perfettamente addestrate o addirittura ignare della materia, e che, attraverso la costruzione dei kits, intendono prendere efficacemente i primi contatti con il mondo meraviglioso dell'elettronica. Come precedentemente accennato, il kit, una volta montato, non ha nulla da invidiare all'apparecchio di serie finito, tanto che molti dilettanti hanno intravisto la possibilità di avviare una propria attività, basandosi sulla differenza di costo tra la scatola di montaggio e l'apparecchio finito.

A chiunque è data la possibilità di trasformare un piacevole passatempo in una attività ben remunerata. Per l'appassionato di elettronica, il kit è un'ottima forma di svago; per il tecnico il kit è un'utile esperienza; al riparatore il kit dà la possibilità di arricchire la serie di strumenti con una spesa sufficientemente modesta.

COME SI PRESENTA IL KIT

Nell'intento di agevolare al massimo le varie operazioni di assiemaggio, la « HIGH-KIT » dispone i vari componenti secondo un sistema altamente razionale: in pratica, due potrebbero essere i sistemi di confezione: o una suddivisione dei pezzi secondo un ordine stabilito di montaggio, o una divisione merceologica, cioè diverse confezioni contenenti le resistenze, i condensatori, i semiconduttori, etc.

Lunghi anni di esperienza, ed una profonda conoscenza del mercato dei kits, hanno suggerito di adottare la seconda soluzione. Le scatole di montaggio « HIGH-KIT » comprendono, oltre al fascicolo di istruzioni, un determinato numero di contenitori nei quali sono scrupolosamente divisi tutti i componenti necessari al montaggio. Il dilettante, in questo modo, può affrontare le varie fasi di montaggio con la più assoluta precisione e celerità.

COME SI COSTRUISCE UN KIT

Allontanandosi dai sistemi tradizionali, che presuppongono un testo per la descrizione dettagliata delle varie operazioni, per questa nuova serie di scatole di montaggio la « HIGH-KIT » presenta una guida formata da una successione di disegni. Ogni disegno rispecchia una determinata fase di montaggio ed è integrato dalla lista dei componenti da usare. Quindi nessuna lunga e noiosa descrizione sul modo di preparare i fili di cablaggio, di effettuare le saldature e di eseguire i diversi collegamenti. Alcune notizie di carattere generale saranno date all'inizio, ma al dilettante è lasciata la più ampia libertà di azione affinché, attraverso il montaggio del kit, possa vivere le più utili esperienze. I circuiti sono in gran parte di tipo stampato; quindi, pochi i collegamenti da eseguire ed una sicurezza assoluta di funzionamento, a patto di attenersi scrupolosamente a quanto suggeriscono i disegni che illustrano le varie fasi di montaggio.

Relativamente ai circuiti funzionanti su frequenze molto elevate, o dove, pur non essendo impiegati componenti particolari, si potessero verificare condizioni di criticità, la « HIGH-KIT », ha stimato utile fornire al dilettante le parti completamente premontate. Con ciò il kit non perde alcuna prerogativa, perché, ripetiamo, le parti premontate sono limitate a pochi componenti e non ad interi circuiti.

Come per ogni altro montaggio la prima operazione dovrà interessare la parte meccanica, cioè il fissaggio dei diversi componenti elettrici, a cominciare da quelli di piccole dimensioni per finire con i pezzi più ingombranti, come per esempio il trasformatore di alimentazione, l'impedenza di filtro, i commutatori, etc. Il fissaggio dei pezzi sul telaio si effettua con viti e dadi: un'esecuzione industriale avrebbe previsto un premontaggio delle diverse parti elettriche sul telaio di base con rivetti, ma tutto ciò sarebbe andato a sfavore del dilettante, cui sarebbe stata tolta la soddisfazione di compiere tutte le operazioni di montaggio e di vedere nascere l'apparecchio prima meccanicamente, quindi via via elettricamente fino alle operazioni di taratura ed al momento emozionante della prova di funzionamento. Una partecipazione completa quindi, ed una perfetta intesa fra il tecnico che ha studiato l'apparecchio ed il dilettante che lo costruisce.

STRUMENTI E ATTREZZI NECESSARI

La costruzione dei kits « HIGH-KIT » può essere intrapresa da chiunque disponga di una modestissima attrezzatura, costituita da un tester per le misure voltamperometriche e da una serie di attrezzi di laboratorio. Per i dilettanti alle prime armi, o per chi altro voglia iniziare con i kits lo studio dell'elettronica, diamo un elenco degli attrezzi base, necessari per effettuare in modo appropriato le operazioni di montaggio meccaniche ed elettriche.

— 1 cacciavite con lama larga 2 mm
— 1 cacciavite con lama larga 4 mm
— 1 cacciavite con lama larga 6 mm
— 1 pinza a punte piatte
— 1 pinza a punte tonde
— 1 pinza a molla
— 1 paio di forbici da elettricista
— 1 tronchesino

— 1 saldatore, da 30 a 60 W
— stagno saldante di elevata qualità
— 1 tester multimetro.

Raccomandiamo assolutamente di non usare, neppure in minima quantità, la comune pasta salda, in quanto potrebbero verificarsi indesiderabili discontinuità elettriche nei componenti che ne venissero a contatto, come commutatori, interruttori, ancoraggi, etc.

Qualsiasi tipo di stagno per saldature comprende un flusso disossidante, distribuito in giusta percentuale rispetto alla quantità di stagno impiegata; esistono, per esempio, ottime leghe saldanti di tipo 60/40 con anche quattro anime di flusso. Per essere certi di effettuare una buona saldatura, ci si assicuri che questa risulti sufficientemente « calda », in modo che la resistenza elettrica della saldatura stessa sia infinitamente piccola ed il contatto fra ancoraggio, o punto di massa, ed il filo conduttore, o lo stelo delle resistenze, risulti meccanicamente ed elettricamente stabile.

La quantità di stagno apportata deve consentire un'ottima saldatura senza eccedenze; non devono cioè verificarsi spargimenti di stagno che provocherebbero pericolosissimi cortocircuiti.

La punta del saldatore deve essere sempre libera da agenti esterni, come depositi carboniosi o residui di flusso saldante che impedirebbero la buona trasmissione di calore sul componente usato; il saldatore deve stare sul punto di saldatura il tempo strettamente necessario affinché lo stagno scorra sino ad assumere un colore brillante, segno della perfetta adesione sulle parti da saldare: insistere su una saldatura può portare ad un irrimediabile deterioramento del deposito in rame dei circuiti stampati, dei terminali di condensatori in polistirolo, poliestere, etc.

IDENTIFICAZIONE DEI COMPONENTI

Ogni componente, oltre alla descrizione particolareggiata dei valori nominali di funzionamento e di impiego, può essere facilmente identificato attraverso la sigla che ricorre su tutti gli schemi elettrici e di cablaggio, ed il numero di parte.

Condensatori

Viene sempre indicato dal costruttore il valore in μF e la tensione di funzionamento V; l'esecuzione può essere in polistirolo, poliestere, carta impregnata, mica, carta ed olio, etc.

Si consiglia vivamente di impiegare, per il montaggio, esclusivamente condensatori marcati « HIGH-KIT », in quanto rispondono a precise norme ed alla approvazione dei laboratori di progettazione.

Ricordiamo che fra i diversi valori valgono le seguenti relazioni:

1 μF = 10^{-6} F = 0,000.001 F
1 nF = 10^{-3} μF = 0,001 μF
1 pF = 10^{-3} nF = 0,001 nF

e quindi:

1 nF = 10^{3} pF = 1.000 pF
1 μF = 10^{3} nF = 1.000 nF
1 μF = 10^{6} pF = 1.000.000 pF

La tolleranza sui condensatori è del ± 20 %; sui condensatori elettrolitici, in particolare, è del + 100 e — 50 %.

Resistenze

Esiste un codice a colori internazionale: il valore non è stampigliato direttamente, ma deve essere ricavato leggendo una successione di fasce colorate, le quali indicano, con assoluta precisione, i valori e la tolleranza della resistenza.

Tabella dei colori

marrone	= 1	blu	= 6
rosso	= 2	viola	= 7
arancio	= 3	grigio	= 8
giallo	= 4	bianco	= 9
verde	= 5	nero	= 0

Colori riservati per indicare la tolleranza:

argento = 10%
oro = 5%

Iniziando a leggere le fasce colorate dal bordo della resistenza, potranno essere identificati i primi due numeri, mentre la terza fascia stabilirà il numero degli zeri da aggiungere.

Come precedentemente accennato, sul corpo della resistenza è identificabile anche la tolleranza sul valore dichiarato dal costruttore: argento = 10%; oro = 5%. La « HIGH-KIT » impiega sui suoi apparecchi, a seconda delle esigenze circuitali, i tipi più diversi di resistenze: ad impasto, a strato, a filo, ecc. La potenza della resistenza può essere determinata dalle dimensioni del corpo; questa regola non ha un valore assoluto, in quanto sul mercato sono oggi disponibili resistenze di ingombro ridottissimo, che ciò nonostante consentono dissipazioni elevate.

Trasformatori

Possono essere di alimentazione, di uscita, intertransistoriali, e sono sempre impregnati sotto vuoto; assicurano un isolamento perfetto, ed un elevato rendimento di conversione. Le uscite possono essere con fili isolati o per circuito stampato: in ogni caso, di volta in volta, saranno indicati gli schemi di inserzione e di collegamento in modo che non sussista alcun dubbio e non sia possibile alcuna errata connessione.

Bobine e avvolgimenti con e senza nucleo

Valgono le medesime considerazioni viste per i trasformatori. Tutte le uscite sono a fili colorati e facilmente identificabili sugli schemi di cablaggio.

Commutatori

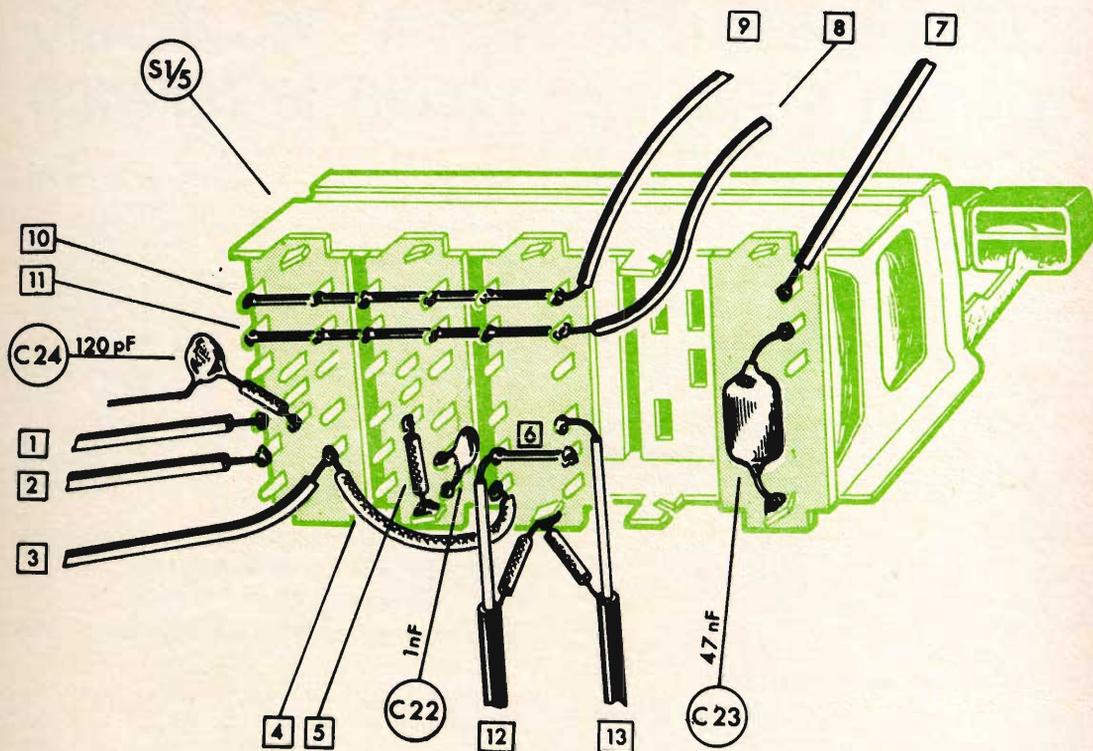
Tutti i commutatori usati sugli apparecchi « HIGH-KIT » sono di elevata classe professionale: i materiali isolanti possono essere: bachelite, mica, ceramica, poliestere, etc. I contatti striscianti hanno una forte argentatura che assicura al commutatore un numero illimitato di scatti, e al circuito di impiego una sicurezza di inserzione assoluta. Dovendo sostituire per una ragione qualsiasi un commutatore, si impieghino esclusivamente i tipi «HIGH-KIT», indicando i rispettivi numeri di parte.

Circuiti stampati

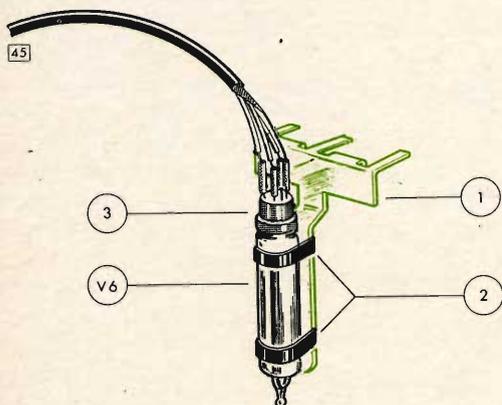
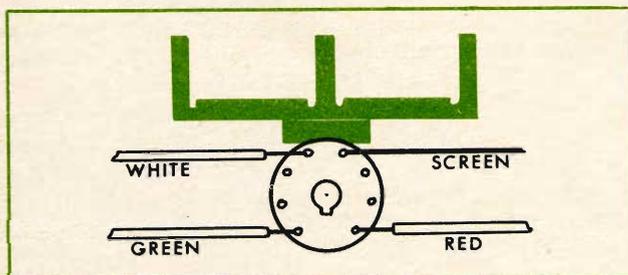
Sono largamente impiegati su tutte le apparecchiature « HIGH-KIT », dall'amplificatore di bassa frequenza al generatore ad altissima frequenza per laboratorio. Il montaggio assume così una speditezza inconsueta, rispetto al montaggio coi sistemi tradizionali. La tecnologia dei circuiti stampati è a tutti nota: su un supporto di bachelite, fibra di vetro, poliestere, ecc., è depositato un sottilissimo strato di rame che consente il collegamento fra le varie parti disposte sul circuito. I sistemi di fabbricazione sono molteplici e la « HIGH-KIT » sottopone al dilettante il meglio in fatto di circuiti stampati.

CABLAGGIO PREVENTIVO DELLA TASTIERA

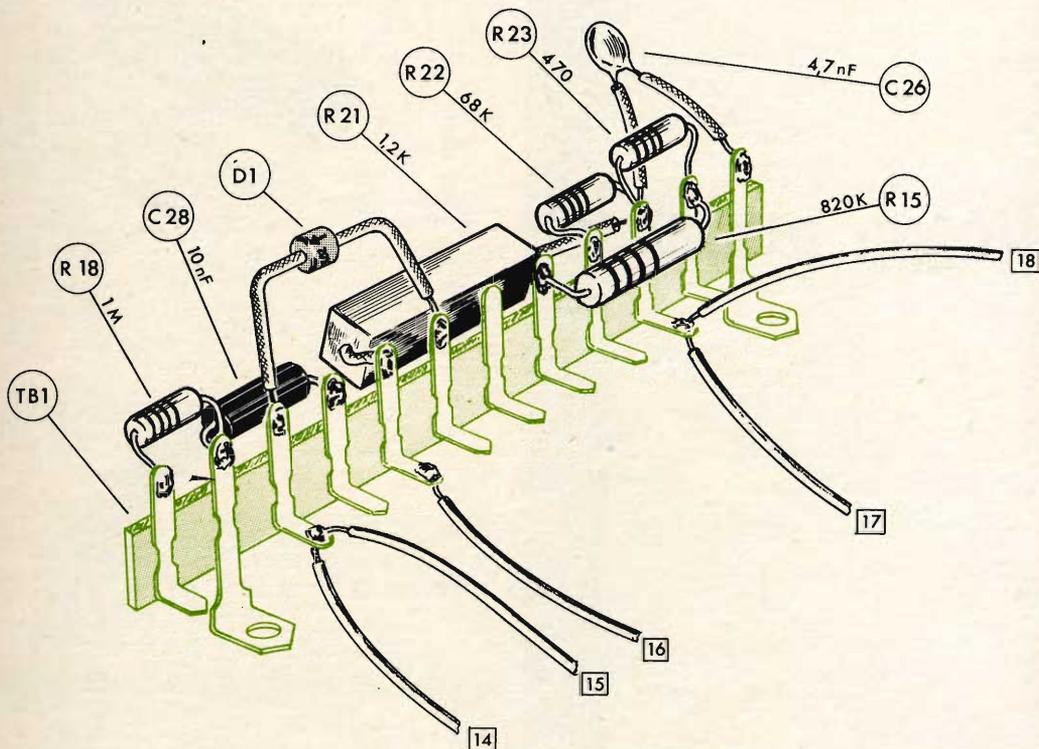
Le indicazioni riportate in questa tabella, riguardano il precablaggio della tastiera e sono divise in tre colonne. La sigla od il numero della prima colonna ha il suo corrispondente nel disegno, e indica in modo chiaro dove deve essere effettuato il collegamento. Nella seconda colonna è descritto il tipo del materiale da adoperare ed infine, nella terza colonna, la quantità od il numero dello stesso. Nel caso dei cavetti viene riportato il tipo, il colore dell'isolante, che ricopre il rame dello stesso, il diametro e la lunghezza.

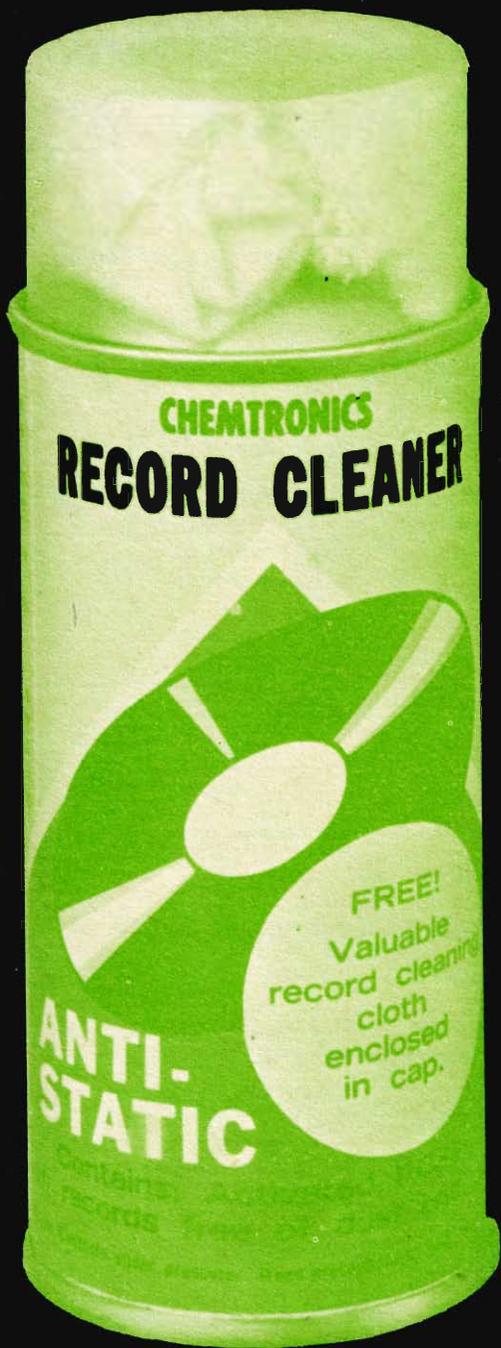
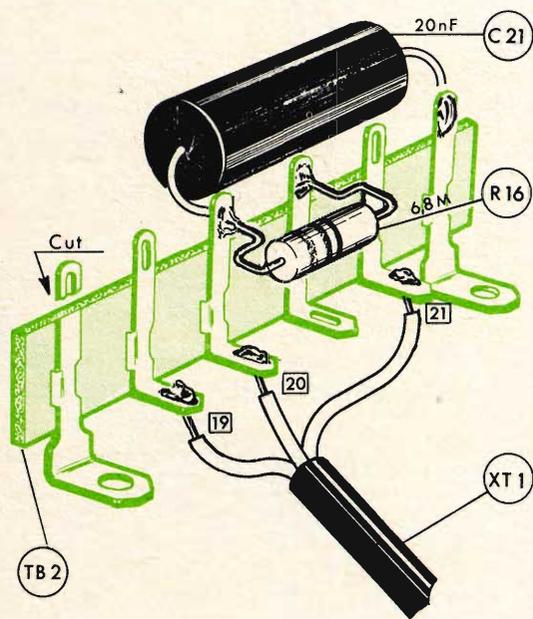
Con tutte queste indicazioni non rimane altro che riconoscere il materiale in modo sicuro ed effettuare quindi le operazioni « descritte » nel disegno.

	Descrizione	N.
S 1/5	Tastiera, 5 tasti neri	1
1	Trecciola gialla 0,35 mm²	60 mm
2	Trecciola rossa 0,35 mm²	220 mm
4	Filo nudo ∅ 0,8 mm con tubetto sterl. ∅ 1 mm	30 mm 20 mm
3	Trecciola verde 0,35 mm²	80 mm
5	Filo nudo ∅ 0,8 mm con tubetto sterl. ∅ 1 mm	20 mm 10 mm
6	Filo nudo ∅ 0,8 mm	15 mm
7	Trecciola grigia 0,35 mm²	95 mm
10	Filo nudo ∅ 0,8 mm	55 mm

	Descrizione	N.
11	Filo nudo ∅ 0,8 mm	55 mm
8	Trecciola blu 0,35 mm²	140 mm
9	Trecciola nera 0,35 mm²	220 mm
12	Filo schermato nero con tubetto sterl. ∅ 1 mm	100 mm 10 mm
13	Filo schermato nero con tubetto sterl. ∅ 1 mm	90 mm 10 mm
C 22	Cond. ceram. 1 nF	1
C 23	Cond. poliest. 47 nF	1
C 24	Cond. ceram. 120 pF con tubetto sterl. 1 mm	1 mm 20 mm

COLLEGAMENTI AI PIEDINI DELL'OCCHIO MAGICO E SUO MONTAGGIO MECCANICO

	Descrizione	N.
1	Indice	1
V 6	Valvola DM71	1
2	Tubetto di vipla Ø 10 mm L = 5 mm	2
3	Zoccolo miniatura	1
45	Filo schermato avorio con tubetto sterlingato Ø 1 mm L = 10 mm	240 mm 4

SCREEN = SCHERMO
WHITE = BIANCO
GREEN = ROSSO
RED = VERDE

CABLAGGIO DELLE STRISCE TERMINALI

In questo cablaggio più di una connessione viene ancorata al medesimo terminale; infilare perciò e piegare opportunamente prima tutte le connessioni che confluiscono al medesimo terminale ed effettuare quindi un'unica saldatura.

	Descrizione	N.
TB 1	Basetta 10 cont. + 1 massa	1
R 18	Resist. 1 Mohm 1/2 W	1
C 28	Cond. carta 0,01 μF 400 V	1
D 1	Diodo con tubetto sterlingato ∅ 1 mm L = 20 mm	1 2
R 21	Resist. 1,2 kohm 7 W con tubetto sterlingato ∅ 1 mm L = 10 mm	1 2
R 22	Resistenza 68 kohm 1/2 W	1

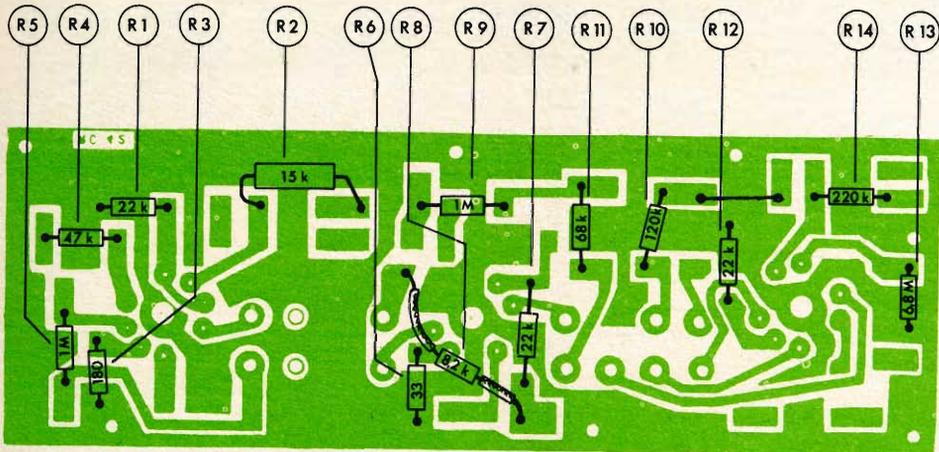
	Descrizione	N.
R 23	Resist. 470 ohm 1/2 W	1
C 26	Cond. ceram. 4,7 nF con tubetto sterlingato ∅ 1 mm L = 15 mm	1 2
R 15	Resist. 1,5 Mohm 1 W	1
14	Trecciola verde 0,35 mm²	135 mm
15	Trecciola verde 0,35 mm²	110 mm
16	Trecciola gialla 0,35 mm²	145 mm
17	Trecciola rossa 0,35 mm²	110 mm
18	Trecciola rossa 0,35 mm²	60 mm

	Descrizione	N.
TB 2	Basetta 4 cont. + 2 massa	1
—	Tagliare il terminale come indicato « Cut »	—
C 21	Cond. carta 0,02 μF 150 V	1
R 16	Resist. 6,8 Mohm 1/2 W	1
19	Trecciola rossa 0,35 mm²	150 mm
20	Trecc. arancio 0,35 mm²	160 mm
21	Trecc. bianca 0,35 mm²	140 mm
XT 1	Tubetto di vipla ∅ 4 mm	40 mm

MONTAGGIO DEL CIRCUITO STAMPATO

1. FASE

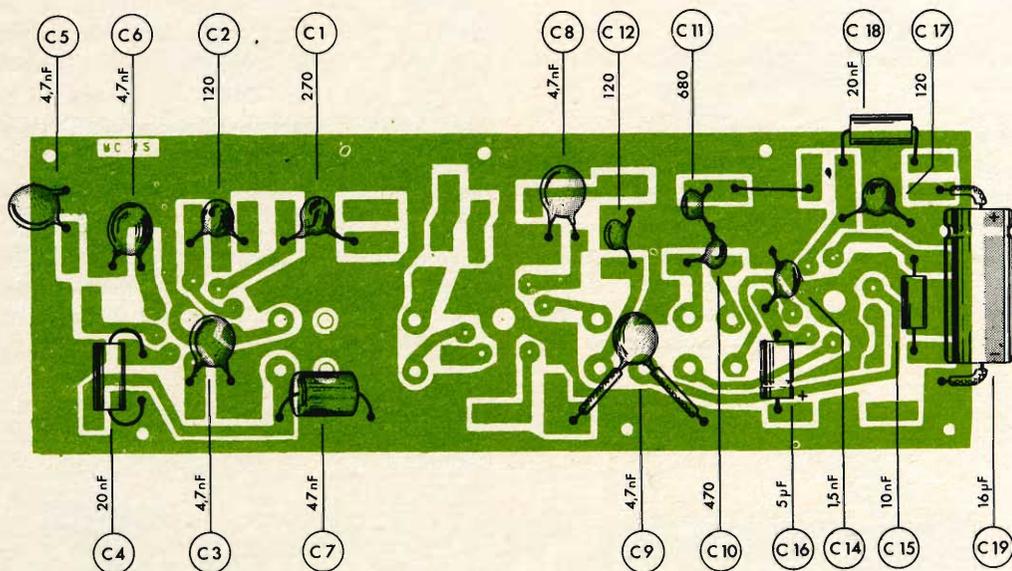
Siamo ora arrivati alla fase più delicata del lavoro, cioè al montaggio del circuito stampato. La piastrina è trattata su ambedue le superfici: dalla parte del rame vi è un deposito di vernice speciale che impedisce la saldatura delle parti fuori dei punti interessati, sul lato opposto vi è un'apposita serigrafia che riproduce l'intero circuito elettrico e l'esatta inserzione dei componenti.

Le operazioni di montaggio, risultano così automatiche e la particolare disposizione delle forature elimina ogni possibile errore, impedendo lo scambio dei componenti. Il montaggio è stato diviso in quattro fasi, nella prima vengono fissate le resistenze, nella seconda i condensatori, nella terza gli zoccoli delle valvole e le due medie frequenze (tutto sulla parte superiore della basetta), nella quarta (lato inferiore della stessa o meglio dalla parte del rame) tutti i vari cavetti di collegamento.

I terminali dei componenti devono passare attraverso i fori della piastrina e sbucare dalla parte della basetta dove ci sono i collegamenti di rame.

	Descrizione	N.
CS 1	Circuito stampato	1
R 5	Resist. 1 Mohm 1/2 W	1
R 3	Resist. 180 ohm 1/2 W	1
R 4	Resist. 47 kohm 1/2 W	1
R 1	Resist. 22 kohm 1/2 W	1
R 2	Resist. 15 kohm 1 W	1
R 9	Resist. 1 Mohm 1/2 W	1
R 6	Resist. 33 ohm 1/2 W	1

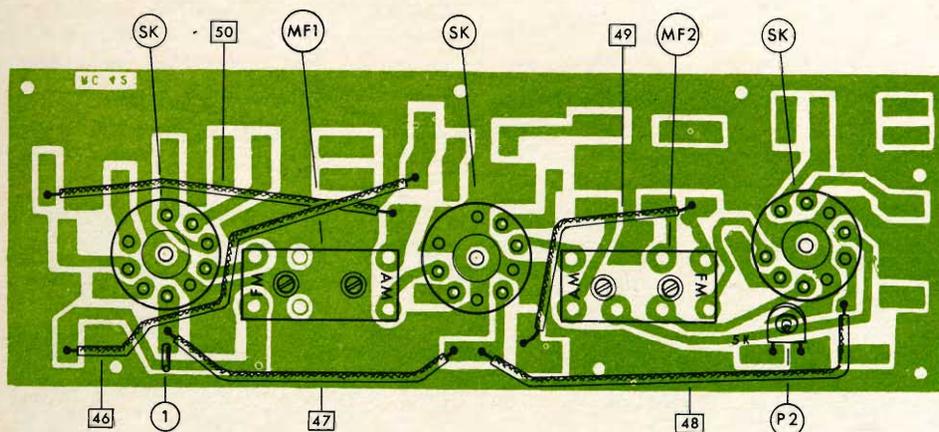
	Descrizione	N.
R 8	Resist. 8,2 kohm 1/2 W	1
	con tubetto sterlingato Ø 1 mm L = 15 mm	2
R 7	Resist. 22 kohm 1/2 W	1
R 11	Resist. 68 kohm 1/2 W	1
R 10	Resist. 120 kohm 1/2 W	1
R 12	Resist. 22 kohm 1/2 W	1
R 14	Resist. 220 kohm 1/2 W	1
R 13	Resist. 6,8 Mohm 1/2 W	1

MONTAGGIO DEL CIRCUITO STAMPATO

2. FASE

	Descrizione	N.
C 5	Cond. ceram. 4,7 nF	1
C 6	Cond. ceram. 4,7 nF	1
C 4	Cond. carta 20 nF 150 V	1
C 2	Cond. ceram. 120 pF	1
C 3	Cond. ceram. 4,7 nF	1
C 1	Cond. ceram. 270 pF	1
C 7	Cond. poliest. 47 nF 400 V	1
C 8	Cond. ceram. 4,7 nF	1
C 12	Cond. ceram. 120 pF	1
C 9	Cond. ceram. 4,7 nF con tubetto sterlingato Ø 1 mm L = 15 mm	1 2

	Descrizione	N.
C 11	Cond. ceram. 680 pF	1
C 10	Cond. ceram. 470 pF	1
C 14	Cond. ceram. 1,5 nF	1
C 16	Cond. elettr. 5 µF 50 V	1
C 18	Cond. carta 20 nF 150 V	1
C 17	Cond. ceram. 120 pF	1
C 15	Cond. carta 10 nF 150 V	1
C 19	Cond. elettr. 16 µF 250 V con tubetto sterlingato Ø = 1 mm L = 15 mm	1 2

MONTAGGIO DEL CIRCUITO STAMPATO

3. FASE

	Descrizione	N.
SK	Zoccolo noval per circuito stampato	3
MF 1	Media frequenza 1°	1
MF 2	Media frequenza 2°	1
P 2	Potenz. semifisso 5 kohm	1
50	Filo nudo Ø 8 mm con tubetto sterl. Ø 1 mm	90 mm 75 mm
46	Filo nudo Ø 8 mm con tubetto sterl. Ø 1 mm	110 mm 95 mm

	Descrizione	N.
47	Filo nudo Ø 8 mm con tubetto sterl. Ø 1 mm	80 mm 65 mm
49	Filo nudo Ø 8 mm con tubetto sterl. Ø 1 mm	70 mm 55 mm
48	Filo nudo Ø 8 mm con tubetto sterl. Ø 1 mm	110 mm 95 mm
1	Ancoraggio per circuito stampato	1

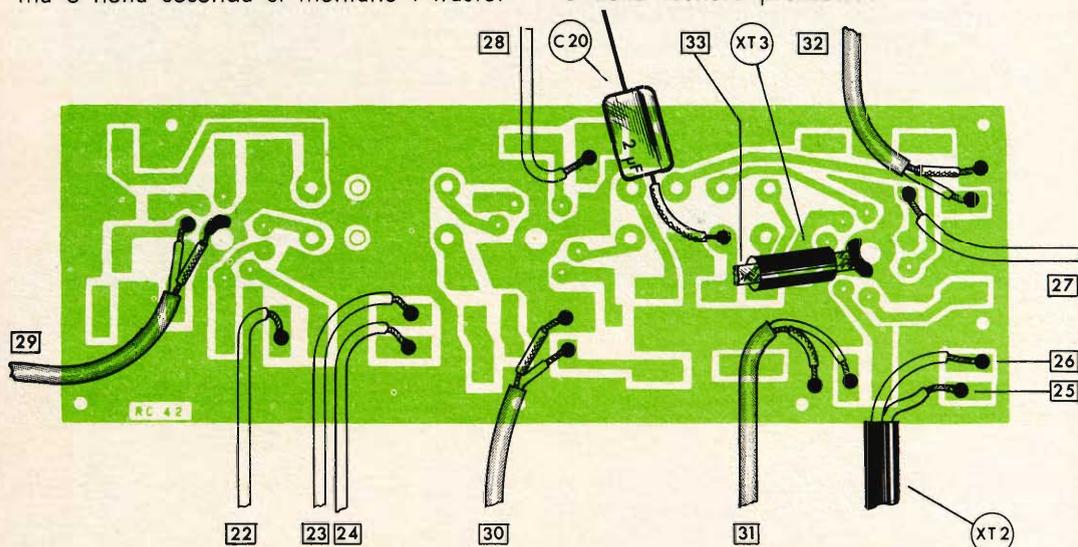
MONTAGGIO DEL CIRCUITO STAMPATO

4. FASE

A questo punto, girare la piastrina del circuito stampato ed effettuare i collegamenti come riportato in figura.

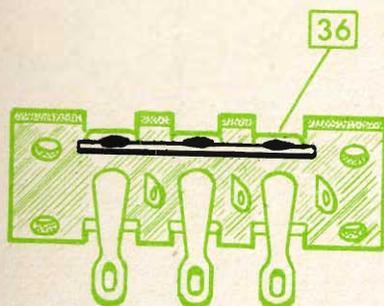
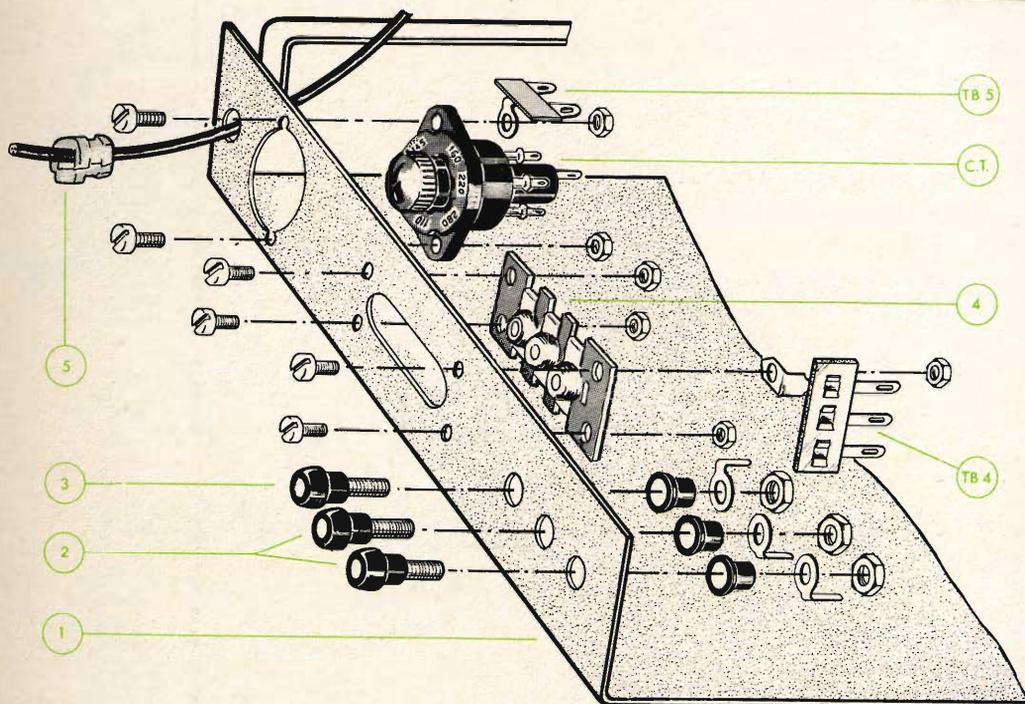
Abbiamo terminato così la fase preliminare del montaggio delle parti staccate.

Il montaggio meccanico dello chassis è stato suddiviso in quattro fasi. Nella prima e nella seconda si montano i trasformatori, il cambio tensione, boccole varie e basette, nella terza il circuito stampato precedentemente preparato, le basette premontate ed il circuitino AF.

La quarta fase riguarda il montaggio del pannello della scala parlante, della puleggia per la funicella della scala stessa, delle manopole, del potenziometro e della tastiera precablata.

	Descrizione	N.
29	Filo schermato nero con tubetto sterl. Ø 1 mm	90 mm 10 mm
22	Trecciola rossa 0,35 mm²	60 mm
23	Trecciola bianca 0,35 mm²	80 mm
24	Trecciola grigia 0,35 mm²	120 mm
30	Filo schermato nero con tubetto sterl. Ø 1 mm	130 mm 10 mm
31	Filo schermato nero con tubetto sterl. Ø 1 mm	180 mm 10 mm
25	Trecciola blu 0,35 mm²	110 mm

	Descrizione	N.
26	Trecc. arancio 0,35 mm²	110 mm
XT 2	Tubetto di vipla Ø 4 mm	50 mm
27	Trecciola verde 0,35 mm²	100 mm
32	Filo schermato nero con tubetto sterl. Ø 1 mm	150 mm 10 mm
28	Trecciola gialla 0,35 mm²	55 mm
33	Calza 0,75 mm²	50 mm
XT 3	Tubetto di vipla Ø 3 mm	40 mm
C 20	Cond. poliest. 2 μF 250 V con tubetto sterl. Ø 1 mm	1 20 mm

MONTAGGIO DELLO CHASSIS

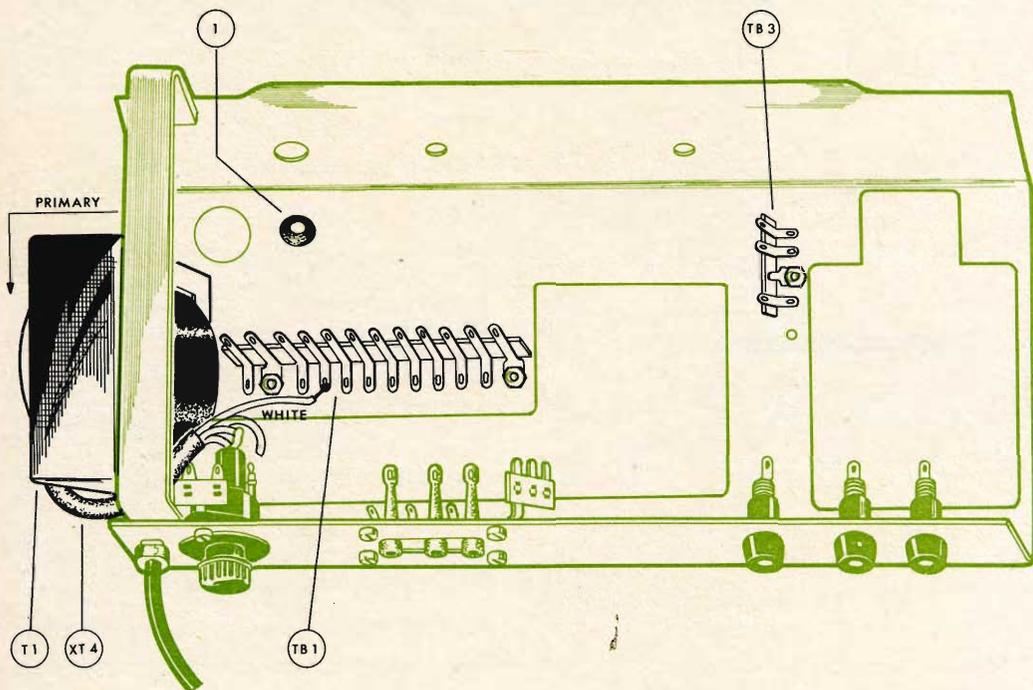
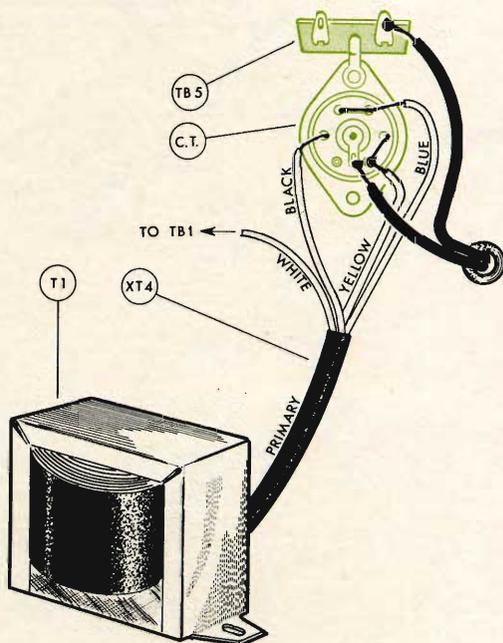
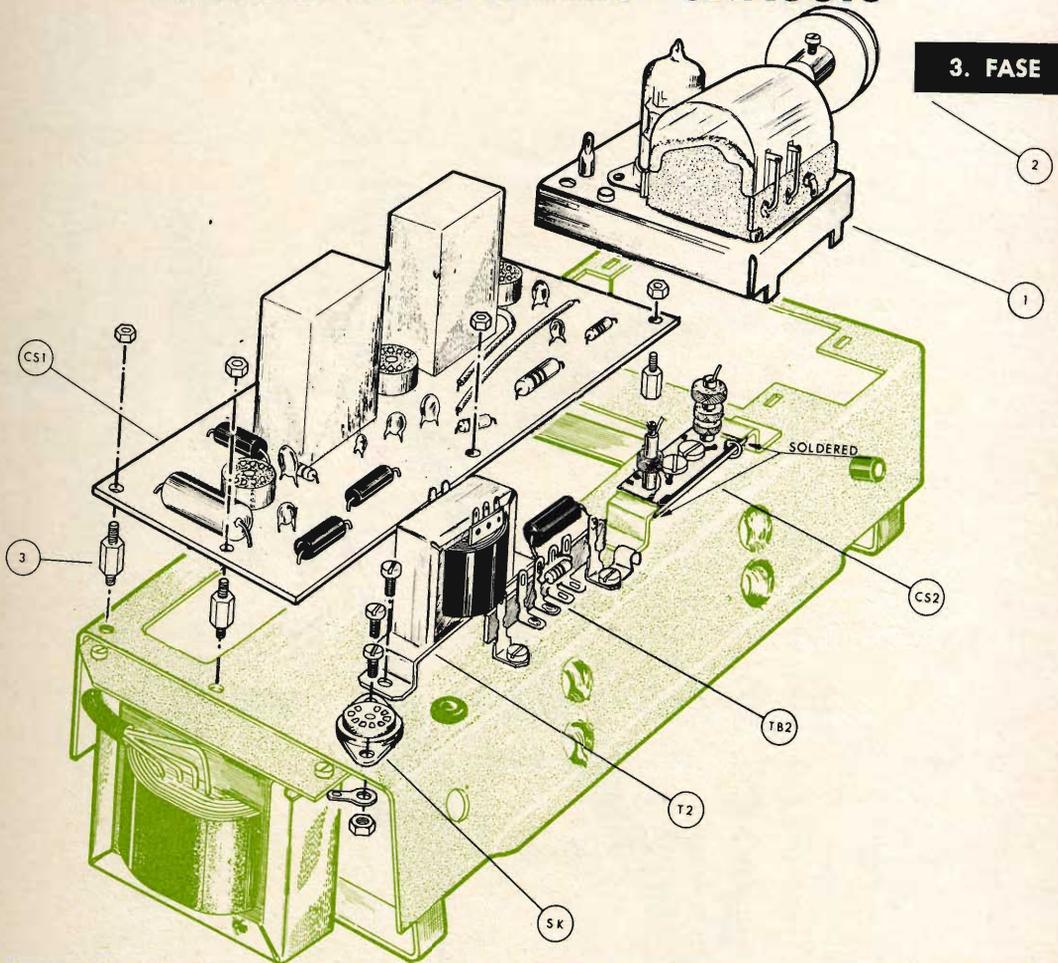
1. FASE

	Descrizione	N.
1	Telaio	1
2	Boccola + accessori	2
3	Boccola + accessori	1
4	Presa coassiale 3 posti	1
TB 4	Basetta 2 contatti + 1 massa Vite 3MA x 6 Dado 3MA	1 4 4
CT	Cambio tensione	1
TB 5	Basetta 2 contatti + 1 massa Vite 3MA x 10 Dado 3MA	1 2 2
5	Gommino fermà cavo Cordone d'alimentazione	1 1
36	Filo nudo Ø 0,8 mm	25 mm

MONTAGGIO DELLO CHASSIS

2. FASE

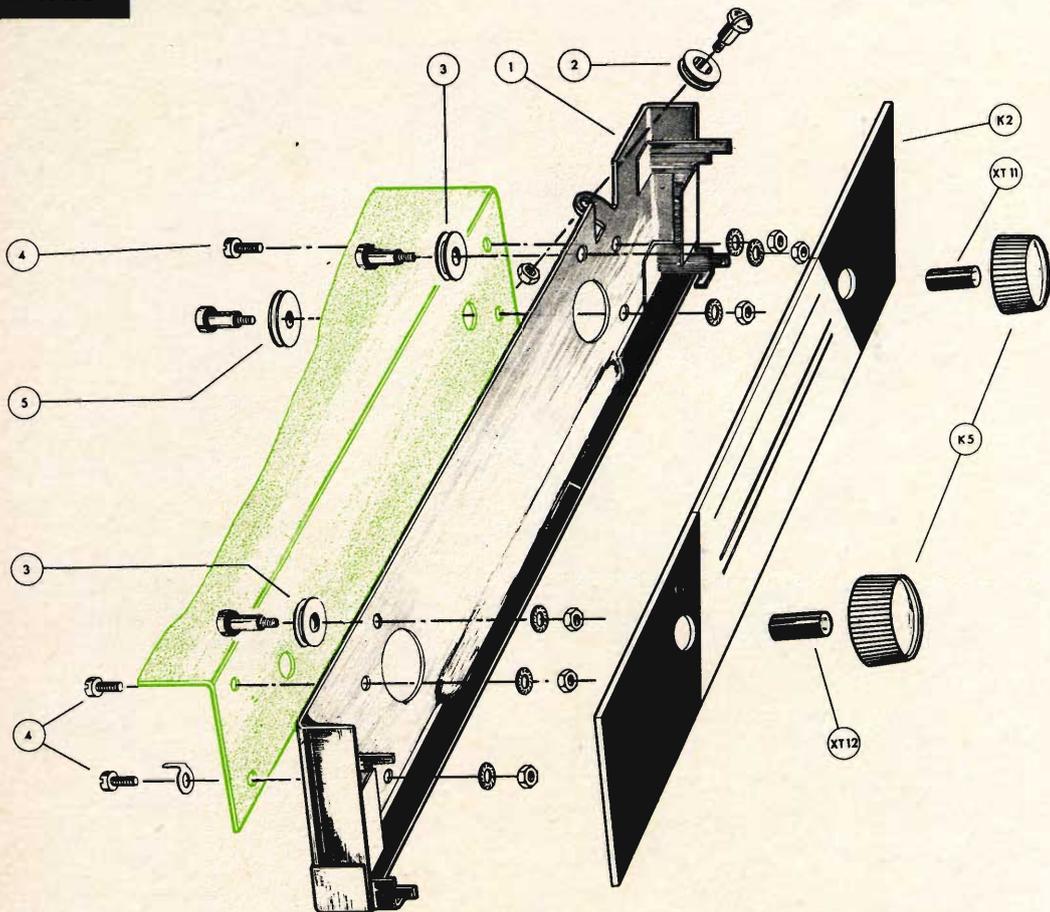
	Descrizione	N.
1	Gommino	1
TB 3	Basetta 3 posti + 1 massa Vite 3MA x 6 Dado 3MA	1 1 1
T 1	Trasformatore d'alimentaz. Vite 3MA x 8 Dado 3MA	1 2 2
TB 1	Basetta premontata Vite 3MA x 6 Dado 3MA	1 2 2
XT 4	Tubetto di vipla Ø 4 mm Saldare i fili del T1 0-bianco (white) 110-125 V giallo (yellow) 145-160 V blu (blue) 220 V nero (black)	90 mm
—	Saldare i fili del cordone	—

MONTAGGIO DELLO CHASSIS

3. FASE

	Descrizione	N.
SK	Zoccolo noval per telaio Vite 3MA x 6 Paglietta 3 mm Dado 3MA	1 2 1 2
T 2	Trasformatore d'uscita Vite 3MA x 8 Dado 3MA	1 2 2
TB 2	Basetta premontata Vite 3MA x 6 Ferma cordone Dado 3MA	1 2 1 2
1	Gruppo, fissare torcendo le quattro gambette	1

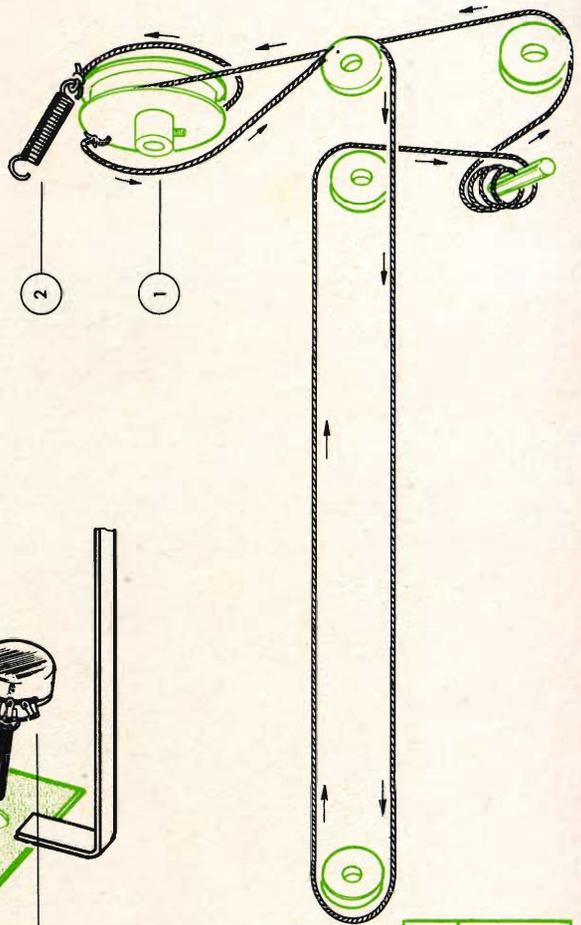
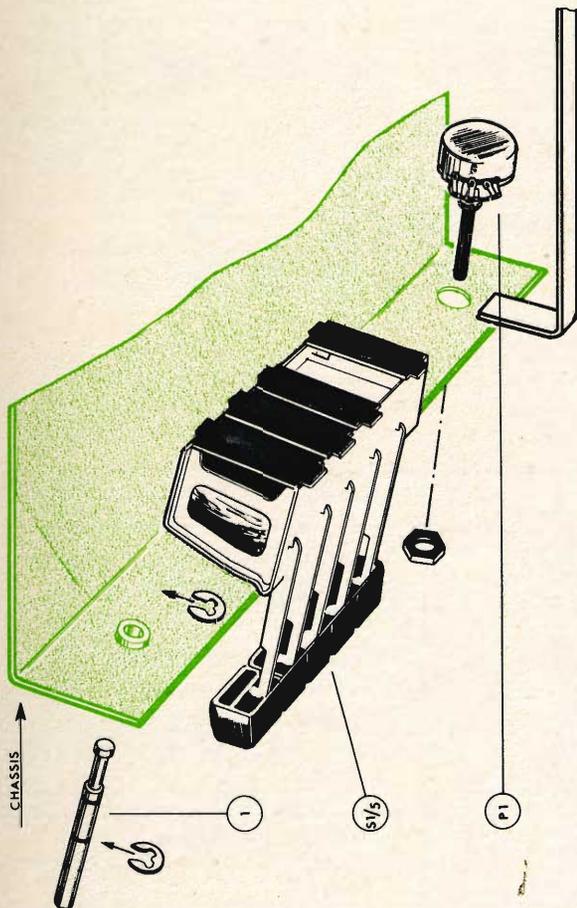
	Descrizione	N.
—	Saldare le quattro gambette del gruppo	—
CS 2	Circuitino AF montato fissare saldando lateralmente	1
2	Puleggia Ø 32 mm Grano 3MA x 8	1 1
3	Distanziatori Dado 3MA	6 4
CS 1	Circuito stampato premontato Dado 3MA	1 6

MONTAGGIO DELLO CHASSIS

4. FASE

	Descrizione	N.
1	Pannello posteriore scala parlante	1
2	Puleggia Ø 11 mm Distanziatore corto Dado 3MA	1 1 1
3	Puleggia Ø 13 mm Distanziatore medio Ranella a denti 3 mm Dado 3MA brunito	2 2 2 2
4	Viti 3MA x 6 brunite Ranelle a denti 3 mm	3 3

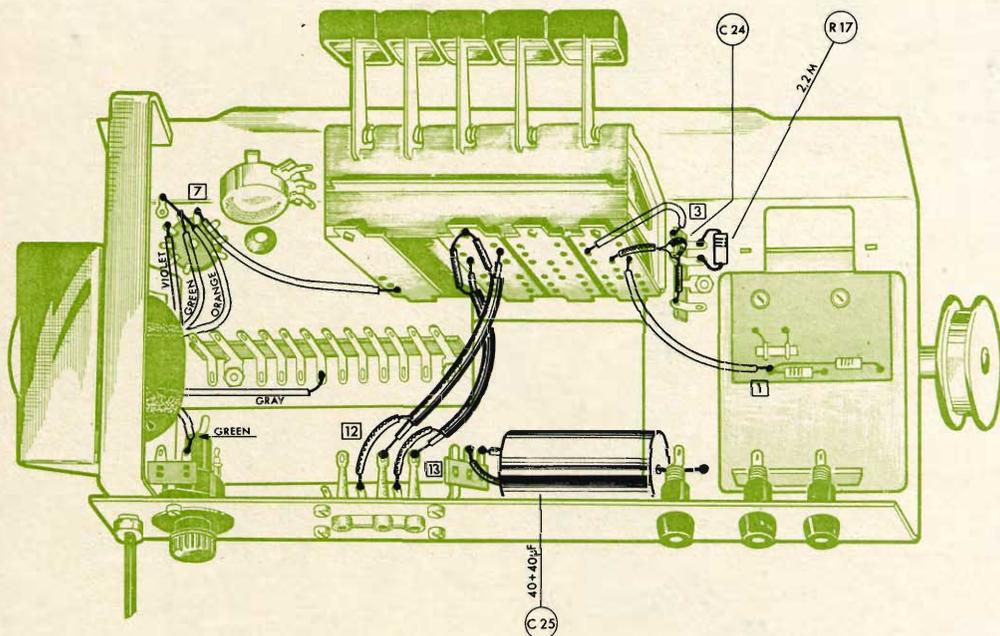
	Descrizione	N.
4	Paglietta 3 mm Dado 3MA	1 3
5	Puleggia Ø 23 mm Distanziatore lungo Ranella a denti 3 mm Dado 3MA brunito	1 1 1 1
K 2	Scala parlante	1
XT 11	Tubetto di vipla Ø 10 mm	20 mm
XT 12	Tubetto di vipla Ø 10 mm	20 mm
K 5	Manopole	2

MONTAGGIO DELLA FUNICELLA

	Descrizione	N.
1	Perno di sintonia	1
	Ranelle Benzing 4 mm	2
S 1/5	Tastiera premontata	1
	Vite 3MA x 6	4
P 1	Potenziometro 0,5 Mohm	1
	Dado	1

	Descrizione	N.
1	Cordicella	1.100 mm
2	Molla	1

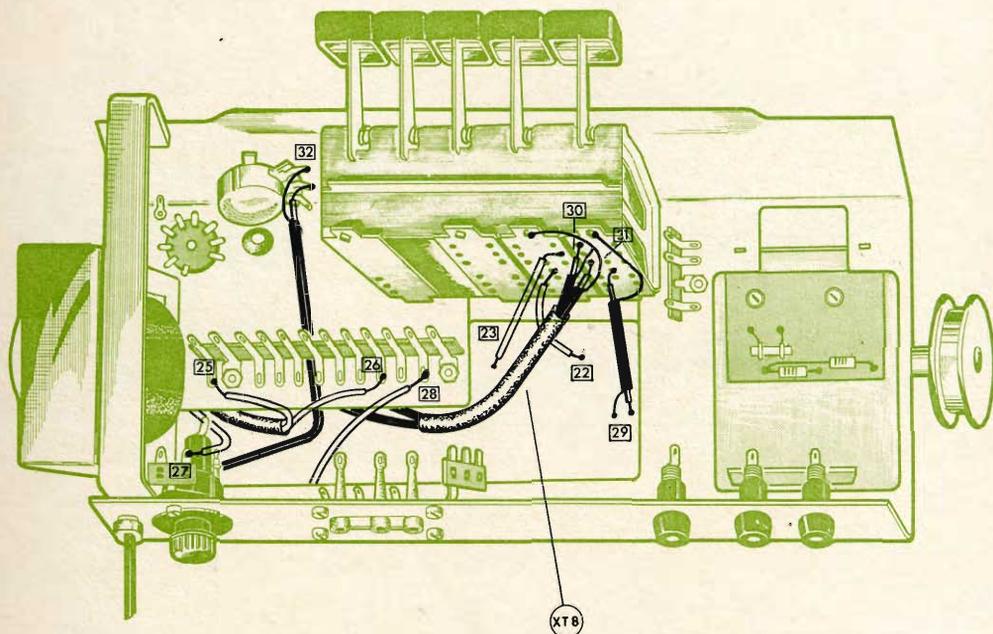
CABLAGGIO DELLO CHASSIS

1ª FASE

Si passa ora ad effettuare i collegamenti tra i vari componenti fissati precedentemente. Il cablaggio dello chassis è stato diviso in cinque fasi, che riguardano, per la maggior parte, connessioni con cavetti isolati dai quali è specificato il colore dell'isolante, il diametro del conduttore e la lunghezza del collegamento.

	Descrizione	N.
—	Saldare il secondario del T1 Violet = viola 2 Green = 2 verde Orange = arancio Gray = grigio	—
—	Saldare i fili della tastiera 7 = grigio 3 = verde 1 = giallo 13 schermato con tubetto sterlingato ∅ 1 mm L = 10 mm	1

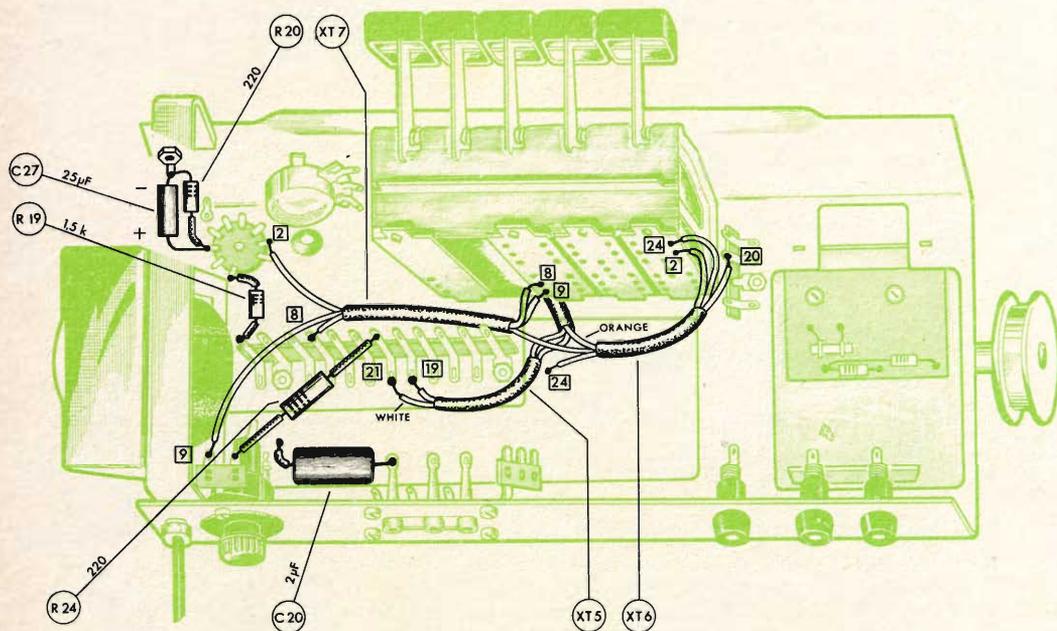
	Descrizione	N.
—	12 = filo schermato con tubetto sterlingato ∅ 1 mm L = 10 mm C24 con tubetto sterlingato ∅ 1 mm L = 15 mm	1 1
R 17	Resistenza 2,2 Mohm 1/2 W	1
C 25	Cond. elettr. 40 + 40 µF 250 V con tubetto sterlingato ∅ 1 mm L = 15 mm	1 2

CABLAGGIO DELLO CHASSIS

2ª FASE

	Descrizione	N.
—	Saldare i fili del CS1 27 = verde 28 = giallo 25 = blu 26 = arancio 32 filo schermato 22 = rosso 23 = bianco 29 filo schermato	—
XT 8	Tubetto di vipla ∅ 5 mm Saldare i fili schermati 30 — 31	60 mm —

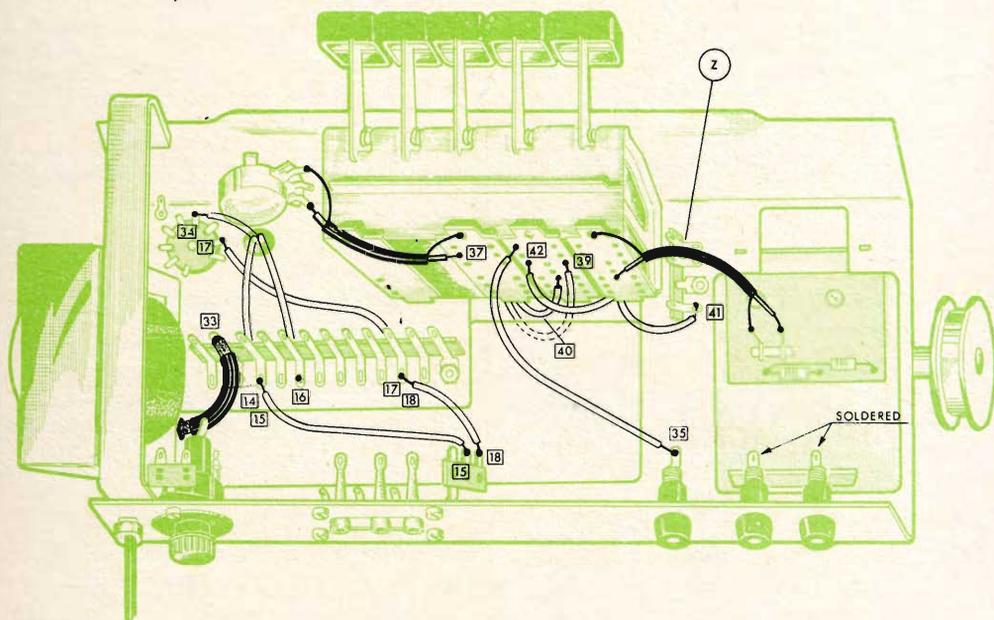
LA SM/416 SCATOLA DI MONTAGGIO DESCRITTA IN QUESTO ARTICOLO È REPERIBILE PRESSO TUTTI I PUNTI DI VENDITA DELLA ORGANIZZAZIONE G.B.C.

CABLAGGIO DELLO CHASSIS

3ª FASE

	Descrizione	N.
—	Saldare C20	—
XT 5	Tubetto di vipla ∅ 4 mm Saldare i fili del TB2 21 = bianco 19 = rosso	50 mm
XT 6	Tubetto di vipla ∅ 4 mm Saldare i fili 24 = grigio 20 = arancio	60 mm
XT 7	Tubetto di vipla ∅ 4 mm Saldare i fili 8 = blu 2 = rosso 9 = nero	90 mm

	Descrizione	N.
R 24	Resistenza 220 ohm 1 W con tubetto sterlingato ∅ 1 mm L = 20 mm	1 2
R 19	Resistenza 1,5 kohm 1/2 W con tubetto sterlingato ∅ 1 mm L = 15 mm	1 2
R 20	Resistenza 220 ohm 1/2 W con tubetto sterlingato ∅ 1 mm	1 10 mm
C 27	Cond. elettr. 25 µF 25 V	1

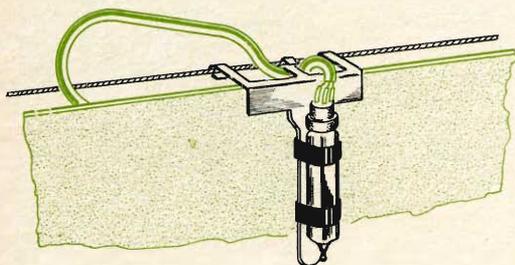
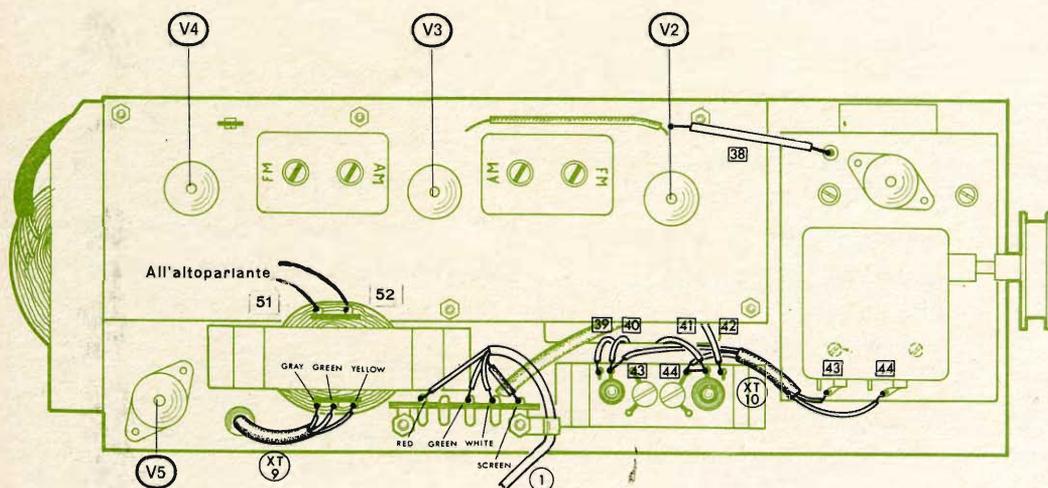
CABLAGGIO DELLO CHASSIS

4ª FASE

	Descrizione	N.
—	Saldare i fili 15 = verde 18 = rosso 17 = rosso	—
34	Trecciola grigia 0,35 mm²	105 mm
—	Passare i fili nel gommino 34 = grigio 14 = verde 16 = giallo	—
37	Filo schermato nero	120 mm
—	Saldare la calza 33	—

	Descrizione	N.
40	Trecciola blu 0,12 mm²	60 mm
42	Trecciola bianca 0,12 mm²	70 mm
39	Trecciola verde 0,12 mm²	70 mm
41	Trecciola rossa 0,12 mm²	60 mm
35	Trecciola nera 0,35 mm²	90 mm
—	Saldare pagliette boccola con quelle del gruppo	—
Z	Saldare il filo schermato del gruppo	—

CABLAGGIO DELLO CHASSIS

5ª FASE

	Descrizione	N.
XT 9	Tubetto di vipla Ø 4 mm Saldare i fili sul T2 Gray = grigio Green = verde Yellow = giallo	40
XT 10	Tubetto di vipla Ø 2 mm	35
43	Trecciola blu 0,12 mm²	100 mm
44	Trecciola gialla 0,12 mm²	100 mm

	Descrizione	N.
—	Saldare i fili sul CS2 42 = bianco 41 = rosso 40 = blu 39 = verde	—
38	Trecciola verde 0,35 mm²	65 mm
1	Indice premontato Saldare i fili dello schermato screen = schermo white = bianco green = verde red = rosso	1
51	Trecciola nera 0,35 mm²	250 mm
52	Trecciola nera 0,35 mm²	250 mm
V 2	Valvola 6AJ8 = ECH81	1
V 3	Valvola 6DA6 = EF89	1
V 4	Valvola 6AK8 = EABC80	1
V 5	Valvola 35QL6	1

MONTAGGIO DEL MOBILE

Si inizia col fissare, sul pannello frontale, l'altoparlante con la sua retina di protezione. Il frontale verrà poi unito al resto del mobile per mezzo di due viti alloggiate sotto lo stesso.

	Descrizione	N.
K 3	Frontale	1
1	Tela 110 x 160 mm	1
	Altoparlante	1
	Gommino	4
LS	Vite 3MA x 6	4
	Ranella 3 mm larga	4
	Mobile	1
	Fissare il frontale con:	
K 1	Vite 3MA x 20	2
	Ranella 3 mm	2
	Dado 3MA	2

ALLINEAMENTO DELLA PARTE FM CON GENERATORE MODULATO IN FREQUENZA E OSCILLOSCOPIO

Collegare l'ingresso verticale dell'oscilloscopio tra il punto Tp2, indicato sullo schema, e la massa.

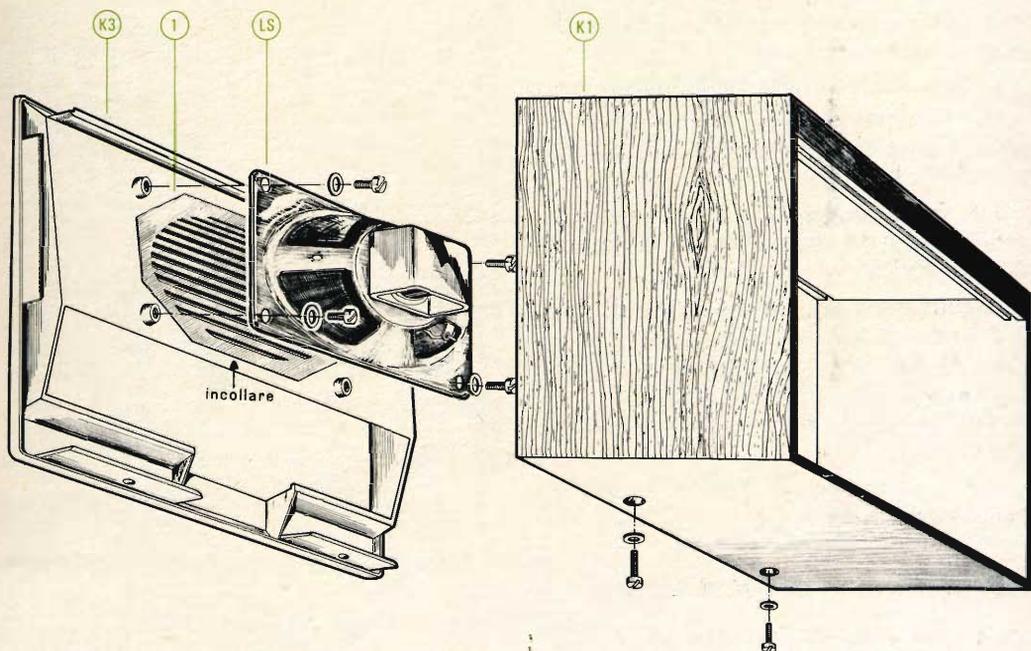
L'entrata orizzontale dell'oscilloscopio deve essere collegata all'uscita 50 ÷ 100 c/s predisposta sul generatore.

Durante le operazioni 1 ÷ 5, collegare in serie al cavo del generatore un condensatore da 10 nF.

Durante l'operazione 6, collegare in serie al cavo del generatore una piccola capacità, circa 2 ÷ 5 pF.

Collegare l'adattatore d'impedenza a 300 ohm per le operazioni 7 e 8.

Per tutti i rilevamenti, sia a FI che a RF, ridurre il segnale del generatore a mano a mano che il ricevitore acquista sensibilità.

Fare sempre riferimento alla tabella d'allineamento FM.

ALLINEAMENTO DELLA PARTE FM CON GENERATORE MODULATO IN AMPIEZZA E VOLTMETRO

La procedura generale è analoga a quella indicata con l'impiego del generatore modulato in frequenza e oscilloscopio, solo che per la indicazione della uscita max si impiega il voltmetro collegato con il polo negativo tra il punto Tp2, indicato nello schema, e con il pòlo positivo a massa; mentre per la regolazione del secondario del discriminatore, esso si inserisce tra il punto Tp2 e il punto di giunzione di due resistenze da 47 kohm poste in serie fra loro e provvisoriamente collegate fra Tp1 e la massa.

Il segnale entrante deve essere attenuta in modo da ottenere una tensione di 0,8 ÷ 1 V tra massa e Tp1.

La regolazione del secondario è ottima quando il voltmetro indica tensione zero; ruotando il nucleo del secondario in un senso o nell'altro l'indice dello strumento deve segnare due tensioni di segno contrario.

ALLINEAMENTO DELLA PARTE FM

Durante le operazioni 1 ÷ 8, collegare in parallelo alla bobina mobile dell'altoparlante un voltmetro in c.a.

Tenere il volume al max.

Per le operazioni 1 ÷ 4, collegare in serie al cavo del generatore un condensatore da 10 nF.

Per le operazioni 5 ÷ 8, collegare in serie al cavo del generatore un condensatore da 200 pF.

Il generatore deve essere modulato con una nota di BF compresa tra 400 e 1000 Hz e con una profondità di modulazione del 30%. Ridurre il segnale del generatore a mano a mano che il ricevitore acquista sensibilità.

Per il procedimento vedere la tabella d'allineamento AM.

ALLINEAMENTO E MESSA A PUNTO

L'allineamento del ricevitore UZ 22 deve essere fatto in due tempi.

Per primi devono essere allineati i circuiti in modulazione di ampiezza, poi quelli in modulazione di frequenza.

L'allineamento della parte a modulazione di ampiezza (OM) dev'essere effettuato con un generatore modulato in ampiezza e un voltmetro c.a.

Quello per la parte a modulazione di frequenza, invece, deve essere fatto con un generatore a modulazione di frequenza e un oscillografo.

In mancanza di questi due ultimi apparecchi si può impiegare anche un generatore a modulazione di ampiezza e un comune voltmetro ad alta resistenza interna (20 kohm/V).

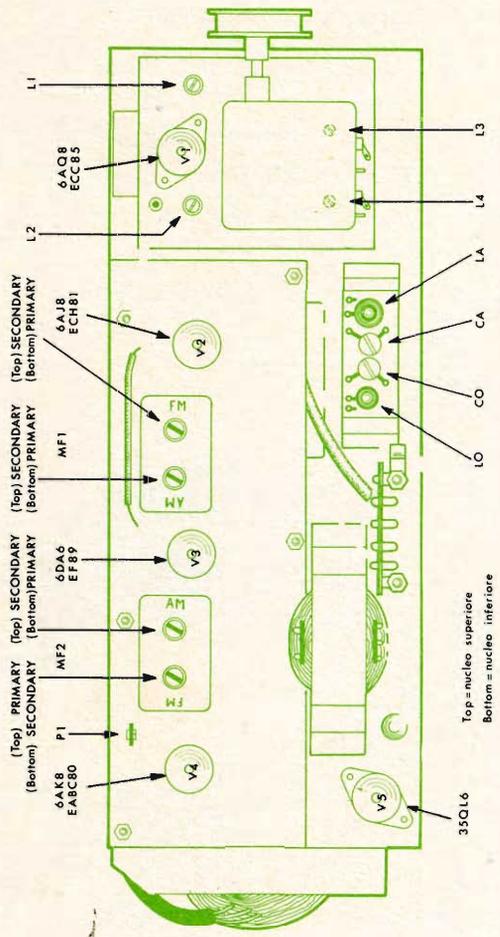
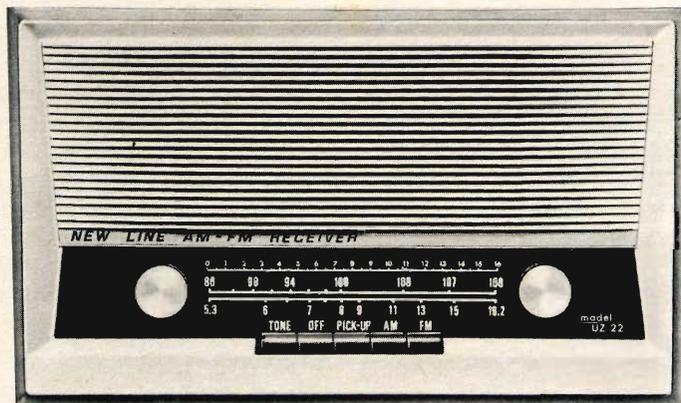



TABELLA D'ALLINEAMENTO FM

Oper. N.	Collegare il Generatore	Freq. in Mc/s	Posizione indice del ricevitore Mc/s	Circuito da allineare	Nucleo da regolare	Regolare fino ad ottenere
1	Pied N. 2 EF89 (G1)	10.7	88	Primario MF_2	Lp2	Massima pendenza e massima simmetria della parte rettilinea della curva a S rilevabile sullo schermo dell'oscillografo.
2	»	»	»	Secondario MF_2	Ls2 *	»
3	Pied. N. 2 ECH81 (G1)	»	»	Primario MF_1	Lp1	»
4	»	»	»	Secondario MF_1	Ls1	»
5	Pied. N. 7 ECC85 (G1)	»	»	Primario L_3	Lp3	»
6	»	»	»	Secondario L_4	Ls4	»
7	Antenna FM	90	90	L_2	L_2	»
8	»	»	»	L_1	L_1	»

* Ritoccare se necessario P2.

TABELLA D'ALLINEAMENTO AM

Oper. N.	Collegare il Generatore	Freq. in Mc/s	Posizione indice del ricevitore Mc/s	Circuito da allineare	Nucleo da regolare	Regolare fino ad ottenere
1	Pied. N. 2 ECH81 (G1)	0,467	0,550	Primario MF_2	Lp2	Max uscita
2	»	»	»	Secondario MF_2	Ls2	»
3	»	»	»	Primario MF_1	Lp1	»
4	»	»	»	Secondario MF_1	Ls1	»
5	Antenna AM	0,600	0,600	RF	LO	Messa in passo con la scala
6	»	»	»	»	LA	Max uscita
7	»	1,5	1,5	»	CO	Messa in passo con la scala
8	»	1,5	1,5	»	CA	Max uscita

RICEVITORE AM/FM

DATI TECNICI

FM

Gamma di frequenza: 86 ÷ 105 MHz
Sensibilità: 10 μV
Impedenza d'antenna: 300 Ω
Banda passante MF: 180 kHz
Selettività (per Δ F = 300 kHz): 30 dB
Deenfasi: 50 μs

AM

Gamma di frequenza: 550 ÷ 1.600 kHz
Sensibilità: 150 μV
Banda passante MF: 10 kHz

COMANDI

Pulsanti: Tono - Interruttore - Fono - AM - FM
Potenziometro: guadagno BF
Sintonia: con occhio magico
Ingresso: per pick-up
Uscite: multiplex per decoder
Potenza d'uscita: 25 W
Altoparlante: ellittico (100 x 150 mm)
Valvole: 6 valvole + 1 diodo al silicio
Alimentazione: 110 ÷ 220 V; 50 ÷ 60 Hz
Mobile in legno e frontale in materia plastica
Dimensioni: 215 x 365 x 175 mm
Peso: 4,7 kg

UZ / 22

scatola di montaggio
N. G.B.C. SM/416

COSTRUZIONE di un DISPOSITIVO che RIVELA la PRESENZA di FUMO

a cura di L. Biancoli

I dispositivi che la tecnica elettronica ha permesso di escogitare per il controllo della presenza di fumo, e quindi di fuoco, sono numerosissimi. Quello che qui descriviamo, tratto da Popular Electronics, presenta prerogative di semplicità, di economia e di sicurezza tali, da invogliare certamente molti costruttori dilettanti alla sua realizzazione.

Il fumo, per quanto incredibile ciò possa sembrare, è in grado di arrecare danni esattamente come lo è il fuoco, se non addirittura in misura maggiore, sia agli effetti della vita che agli effetti delle cose. In molti casi, il fumo si manifesta assai prima che si riveli la presenza di un fuoco.

Le case private, gli uffici ed i luoghi di lavoro in genere, ivi compresi naturalmente i magazzini, sono spesso muniti di dispositivi semplici o complessi che siano, atti a rivelare la presenza del fuoco; tuttavia, ben pochi sono i locali adibiti a vari usi, nei quali si sia provveduto ad installare un apparecchio che sia in grado di rivelare la presenza di fumo. Ciò, sebbene il sollecito avvertimento di tale presenza sia spesso sufficiente ad impedire che una fiamma si sviluppi, o a mettere gli interessati in grado di rinnovare l'aria.

Fortunatamente, la natura del fumo — pur essendo di vario tipo — è nella maggior parte dei casi tale da conferire alle particelle che lo compongono un peso inferiore a quello dell'aria. Di conseguenza, quando tali caratteristiche sussistono, il fumo stesso tende a salire nell'atmosfera, e quindi nell'ambiente in cui è presente, accumulandosi verso il soffitto del locale.

Può infatti accadere che — in un ambiente pieno di fumo — esista nonostante tutto uno strato di aria libera aderente al pavimento, di altezza tale da consentire eventualmente ad una persona di uscire dal locale, strisciando sul pavimento, senza peraltro intossicarsi.

In base a questo principio, è intuitivo che — se in un locale qualsiasi sorge un fenomeno di combustione che produce fumo — nella maggior parte dei casi quest'ultimo si manifesta in primo luogo in prossimità del soffitto. Ne deriva che se ad una certa altezza lungo una delle pareti si colloca un apparecchio che mette in funzione un segnale di allarme, non appena nell'aria si presentano tracce di fumo, questo sistema di allarme entrerà in funzione assai prima che la concentrazione di fumo nell'aria assuma un valore pericoloso per le persone e per le cose.

Il dispositivo di allarme che qui proponiamo è di realizzazione assai semplice ed economica: essa non richiede infatti più di una giornata di lavoro, e non implica una spesa superiore alle 7.000 lire.

IL PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

L'organo sensibile dell'avvisatore consiste in una lampada a filamento incandescente, in una lente di condensazione del relativo raggio di luce, ed in uno schermo, disposti in modo tale da ottenere un raggio proiettato alla distanza di circa 25 millimetri, lungo una direzione che si trova ad angolo retto con l'asse perpendicolare alla superficie sensibile di una normale fotocellula del tipo al solfuro di cadmio.

La suddetta cellula viene a sua volta installata in posizione arretrata, all'interno di un cilindro apposito, in modo tale che — in condizioni normali — essa non riceva una intensità di luce sufficiente a mettere in azione il segnale di allarme.

Lo spazio nel quale convergono e si incontrano il raggio di luce focalizzato dalla lente, e l'asse della fotocellula, è in comunicazione diretta con l'ambiente in cui si desidera applicare il controllo, tramite un apposito foro praticato nella parete esterna dell'apparecchio.

Non appena nell'ambiente si presenta una certa quantità di fumo, esso si propaga nell'aria, e — come si è detto — tende a salire ad una certa altezza, distribuendosi in modo abbastanza uniforme sulla superficie del soffitto. A causa di ciò, una sia pur piccola parte del fumo presente entra anche all'interno della scatola contenente il dispositivo di allarme, occupando anche la zona in cui viene focalizzato il raggio di luce.

Ben poche sono le persone che non hanno avuto occasione di notare l'effetto che la luce esercita sul fumo, e viceversa. Molti — infatti — avranno osservato come a volte — quando si fuma una sigaretta in un pomeriggio nuvoloso — il fumo si noti appena nell'aria dell'ambiente. Se tuttavia all'improvviso un raggio di sole passa attraverso una tendina o attraverso gli spazi liberi della tapparella, e se il fumo della sigaretta investe tale raggio di luce, si nota immediatamente la sua presenza, e si osserva l'enorme effetto ottico di riflessione della luce da parte delle particelle di fumo. La riflessione è tale, che il fumo sembra addirittura in quantità e di intensità molte volte maggiore di quanto sembrava in assenza del raggio di luce.

Questo è appunto il fenomeno che viene sfruttato per il funzionamento del dispositivo. Non appena il fumo entra nell'apparecchio, e le sue particelle vengono illuminate dal raggio focalizzato, esse riflettono luce in tutte le direzioni, e — quindi — anche nella direzione dell'asse della fotocellula, eccitandone la superficie.

Sotto l'influenza della luce, la resistenza interna della fotocellula diminuisce notevolmente, il che determina la presenza di una tensione più elevatta ai capi della resistenza del potenziometro P1.

La tensione presente ai capi del suddetto potenziometro viene prelevata in parte o per intero (a seconda della posizione del cursore), ed applicata all'elettrodo di innesco (piedino numero 4 della valvola V1). Non appena la tensione presente sul suddetto elettrodo raggiunge il valore di innesco (pari approssimativamente a 50 V) la valvola entra in stato di conduzione. Ciò provoca l'eccitazione del relé K, con la conseguenza che i due contatti da esso azionati (vedi circuito elettrico alla **figura 1**) si chiudono. In seguito a ciò, la tensione di 6,3 volt resa disponibile al secondario del trasformatore T1, mediante la quale viene alimentato il filamento della lampada, viene applicata anche ai terminali della cicala, che produce in tal modo un segnale acustico di allarme.

Ovviamente, la cicala continua ad emettere il suono finché permangono i fenomeni di riflessione della luce, dovuti al fumo presente nel dispositivo. Ove questi cessino per eliminazione del fumo, cessa anche l'emissione del segnale acustico.

Il potenziometro P1 ha il compito di regolare la sensibilità, e deve essere predisposto in posizione tale da evitare che il segnale di allarme si produce in presenza

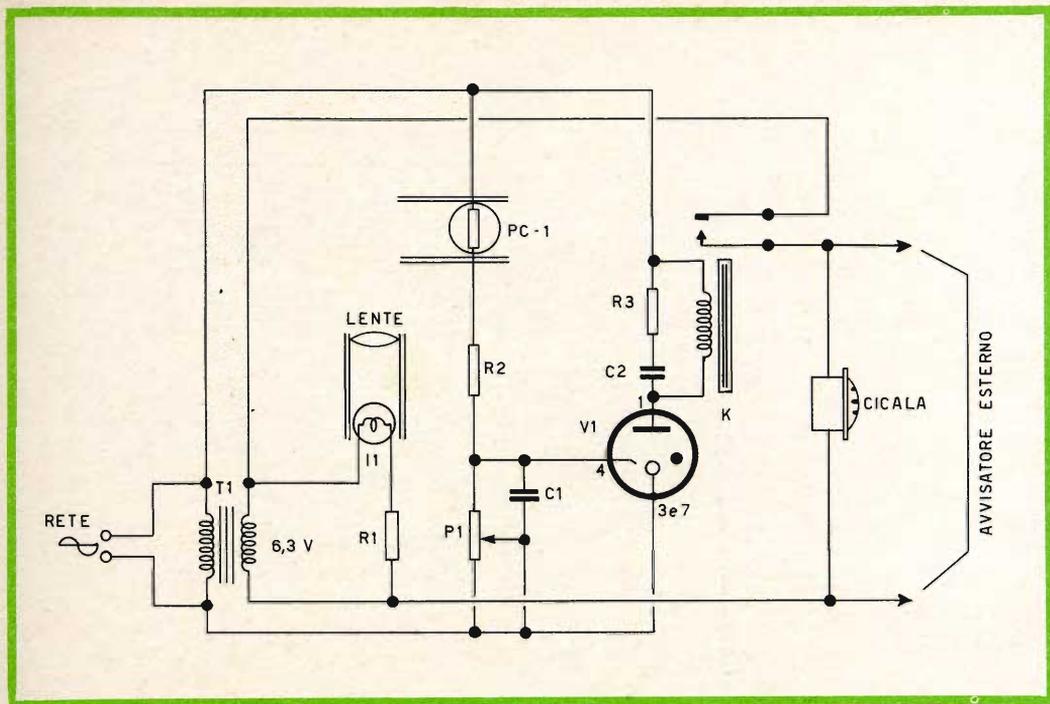



Fig. 1 - Circuito elettrico del dispositivo. La tensione di alimentazione deve essere di 110 volt, ottenibile con un primario universale. I terminali per l'avvisatore esterno possono essere eventualmente utilizzati per applicare un secondo avvisatore acustico o luminoso (ad esempio una lampadina) nello stesso locale in cui l'apparecchio è installato, oppure in un locale diverso, mediante un'apposita linea di collegamento a bassa tensione.

di minime tracce di fumo nell'aria. In altre parole, la regolazione deve essere tale da provocare il funzionamento del dispositivo solo in presenza di una certa massa di fumo, certamente superiore a quella prodotta da un certo numero di persone che fumino nel locale. In caso contrario, sarebbe assai facile avere continui falsi allarmi.

La resistenza R1 agisce da limitatrice di corrente, ed ha il compito di proteggere il filamento della lampada contro eventuali improvvisi aumenti della tensione di rete, prolungandone la durata in quanto il funzionamento della lampada stessa avviene in condizioni di sotto-alimentazione.

Anche la resistenza R2 ha un effetto protettivo, in quanto impedisce che il partitore di tensione costituito dalla cellula e dal potenziometro P1 — ad essa entrambi in serie — assorba dalla rete una corrente di intensità eccessiva quando il potenziometro viene messo in condizioni prossime al corto-circuito spostando il cursore verso l'alto.

Le capacità C1 e C2, come pure la resistenza R3, sono componenti di stabilizzazione del funzionamento del circuito, ed il loro valore non è assolutamente critico.

REALIZZAZIONE

L'avvisatore della presenza di fumo viene realizzato in un involucro costruito con una tavola di legno dello spessore approssimativo di 6 millimetri. I due contenitori della fotocellula e della lente di condensazione della luce prodotta dalla lampada possono essere realizzati in sottile lastra di alluminio, che — con l'aiuto di un buon mastice, facilmente reperibile in commercio — può essere incollato senza troppe difficoltà. Le dimensioni illustrate alla **fi-**

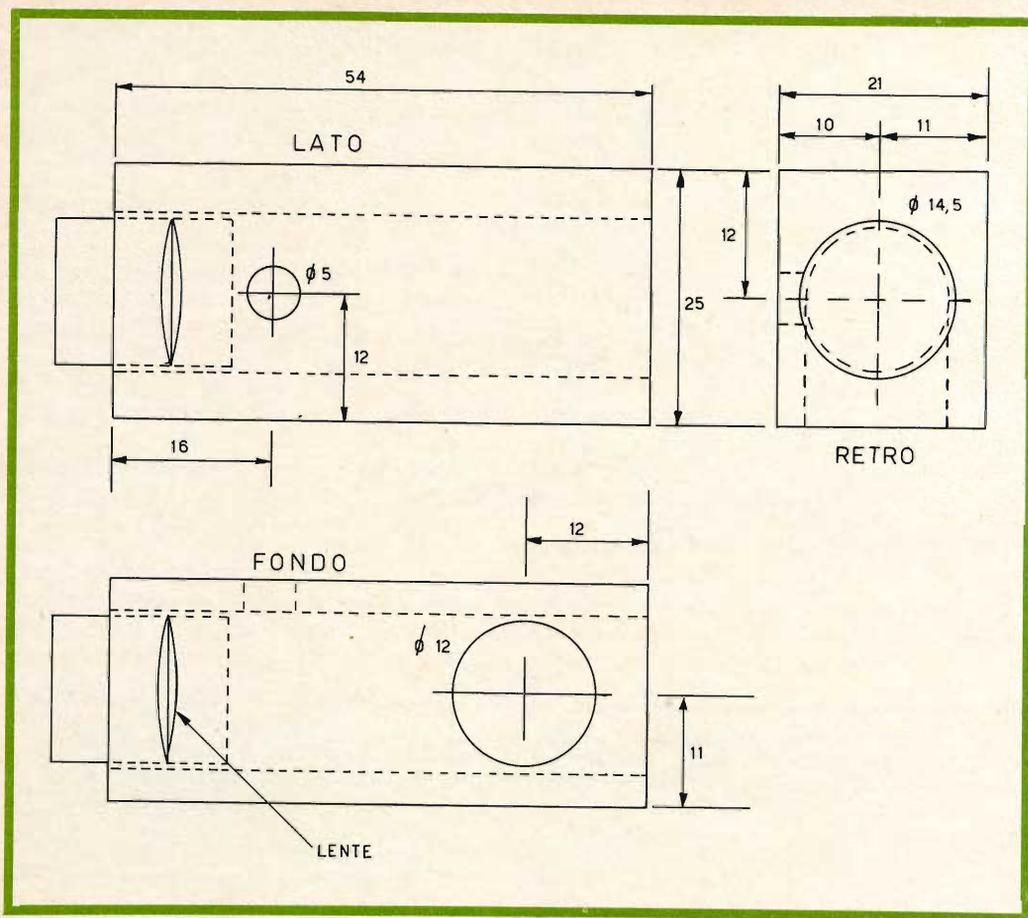



Fig. 2 - Piano di taglio e di foratura del contenitore della lampada e della lente. Le misure sono indicative, e possono essere alterate a seconda delle esigenze. Il cilindro contenente la lente deve poter scorrere nel supporto a parallelepipedo, per favorire la messa a fuoco del raggio di luce. Questa può essere eseguita con l'interposizione provvisoria di un foglio di carta bianca lungo l'asse della cellula fotoelettrica. Una volta focalizzato il raggio, il foglio viene tolto. Le quote sono in millimetri.

gura 2 possono naturalmente essere variate, a seconda del diametro della lente di cui si dispone.

Per quanto riguarda il potere diottrico della lente, si tenga presente che esso deve consentire il più possibile la focalizzazione del raggio luminoso nel punto ipotetico di incontro tra l'asse del raggio stesso, e l'asse perpendicolare alla superficie sensibile della fotocellula. In tal modo, in quel punto si ottiene la massima intensità luminosa, e — di conseguenza — la massima intensità della luce riflessa in caso di presenza di tracce di fumo. Naturalmente, ove non si disponga di una unica lente, è possibile collocarne diverse, usufruendo — ad esempio — di lenti ricavate da vecchi occhiali. Ovviamente, tali lenti devono essere convergenti, e non divergenti, vale a dire che devono avere un potere di ingrandimento, e non certo di riduzione. In genere, con le misure riportate alla figura 1, è sufficiente un valore di +8 diottrie.

La **figura 3** illustra l'aspetto dell'apparecchio realizzato, con il coperchio asportato onde mettere in evidenza la posizione dei componenti ottici.

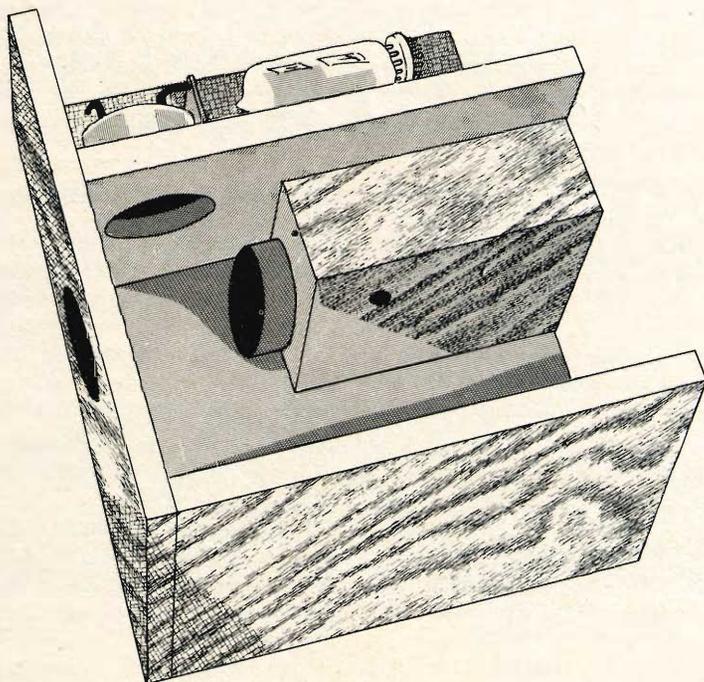



Fig. 3 - Aspetto interno del dispositivo, dopo l'asportazione del coperchio per metterne in evidenza i componenti. La lampada e la cellula sono contenuti in due involucri, disposti a 90° tra loro. L'interno dell'apparecchio deve poter comunicare direttamente con l'esterno, per consentire l'ingresso del fumo eventualmente presente nell'aria dell'ambiente in cui esso è installato.

In corrispondenza della parete esterna che si trova di fronte alla lampada, e quindi di fronte alla lente, è possibile — ove lo si desideri — praticare un foro del diametro di 8 o 10 millimetri, nel quale si può applicare una gemma verde o rossa, tolta dal supporto di una lampada spia. In tal modo, la piccola quantità di luce visibile attraverso tale gemma servirà a consentire il controllo dello stato di funzionamento dell'apparecchio.

Ad evitare riflessioni parassite della luce, che potrebbero determinare la produzione spuria del segnale di allarme, tutte le pareti interne, sia dell'involucro principale, sia dei contenitori della lampada e della cellula, devono essere verniciati in nero opaco. In tal modo, la cellula potrà venire attivata esclusivamente ad opera della luce proveniente indirettamente dalla lampada, e riflessa dalle particelle di fumo.

L'intero apparecchio — una volta realizzato, può poi essere completato con una griglia che copre le parti interne, visibili alla figura 3. La scatola a parallelepipedo, contenente la lampada e la lente, può essere coperta completamente. È tuttavia op-

portuno lasciare ampia possibilità di comunicazione diretta tra l'interno e l'esterno, al fine di consentire il facile ingresso del fumo all'interno dell'apparecchio. In genere, un pezzo di griglia lavorata in ottone, del tipo usato in molti fornelli elettrici, e verniciata all'interno in nero opaco, ed all'esterno nel colore più intonato con l'arredamento del locale in cui il dispositivo viene installato, si presta allo scopo.

Una volta ultimata la realizzazione, l'apparecchio deve essere munito di un robusto gancio, del tipo usato per l'installazione di quadri di un certo peso, che ne consenta il fissaggio al muro mediante un chiodo a tassello. Naturalmente, il cordone di rete verrà mimetizzato lungo lo spigolo di una parete, o dietro ad una tenda, al fine di non compromettere l'estetica del locale.

INSTALLAZIONE E MESSA A PUNTO

L'installazione è assai semplice. È infatti sufficiente appendere il dispositivo in posizione tale che l'apertura per l'accesso del fumo, visibile sul lato inferiore sinistro alla figura 3, sia rivolta verso il basso.

Prima di installare l'apparecchio, è ovviamente necessario procedere alla sua messa a punto, che peraltro non comporta gravi difficoltà. A tale scopo, dopo aver asportato il coperchio, si regola il potenziometro P1 in modo da includere tutta la sua resistenza, e si lascia l'apparecchio in funzione qualche minuto onde consentire alla valvola di raggiungere la normale temperatura di funzionamento.

Ciò fatto, basta ruotare lentamente il potenziometro fino ad ottenere il funzionamento della cicala, dopo di che si torna a ruotare l'albero del potenziometro, fino ad ottenere appena la cessazione del segnale di allarme. Questo completa la messa a punto. Per effettuare un semplice controllo, è sufficiente applicare il coperchio, e soffiare all'interno del dispositivo una piccola quantità di fumo di sigaretta. Anche una piccola quantità di fumo deve essere sufficiente a provocare il segnale di allarme, e — una volta ottenutolo — soffiando aria all'interno, in modo che il fumo ne venga eliminato, il segnale deve cessare. Naturalmente, è facoltà del costruttore regolare la sensibilità in base ad esperienze dirette, ed alla natura nonché alla densità del fumo di cui è possibile prevedere la presenza nel locale.

Può accadere che col tempo, le inevitabili variazioni della tensione di rete alterino la sensibilità dell'apparecchio. A tale scopo, di tanto in tanto, è conveniente soffiare un po' di fumo nel dispositivo, e controllarne la sensibilità.

MATERIALE OCCORRENTE

L'elemento più importante per la realizzazione è la cellula fotosensibile PC1. In fase sperimentale, si è fatto uso del tipo Clairex C1-504, ma qualsiasi altro tipo equivalente si presta allo scopo. La valvola VI è una lampada al neon del tipo 5823; comunque, anche nei suoi confronti è possibile usare un tipo equivalente, apportando eventuali lievi modifiche ai valori dei componenti resistivi.

Il trasformatore deve avere un primario adatto alla tensione di 110 V c.a. a 50 Hz. Naturalmente, ove sia presente una tensione maggiore, è possibile usare un primario universale. In ogni modo, la tensione alternata che alimenta il partitore di cui fa parte la cellula, e il circuito del relé e della valvola, non deve superare 115 V.

Il relé in serie alla valvola è del tipo normalmente aperto, e l'avvolgimento deve presentare una resistenza alla corrente continua dell'ordine di 3.500 ohm.

I componenti hanno i seguenti valori:

R1 = 10.000 ohm, 0,5 watt
R2 = 47.000 ohm, 0,5 watt
R4 = 390 ohm, 0,5 watt
P1 = 10 Mohm, lineare
C1 = 1.000 pF, ceramico
C2 = 4 o 5 μF, elettrolitico, 50 volt lavoro

La cicala può essere un avvisatore acustico, del tipo usato comunemente sui moto-scooter, con impianto elettrico a 6 volt.

Naturalmente, l'apparecchio si presta a numerose modifiche da parte del costruttore. In ogni modo, i dati forniti sono sufficienti a consentirne la realizzazione con notevole economia, e con la certezza di ottenere un risultato immediatamente positivo.

a cura di L. Biancoli

SEMPLICE OSCILLATORE AD ALTA STABILITÀ

L'articolo che segue, tratto da Radio Control Models, chiarisce i concetti fondamentali della stabilità dei circuiti che provvedono alla produzione di oscillazioni elettriche. Vengono inoltre esaminati i vari fattori che, con le loro variazioni, possono compromettere la stabilità di un circuito.

Ciò che segue, è il risultato di attente ricerche compiute per trovare un circuito che funzionasse con buon rendimento con un solo transistore, che presentasse una buona stabilità agli effetti dell'impiego con sistemi di radio-comando a lamine vibranti, e che eliminasse la necessità di usare ciricuiti di sintonia consistenti in bobine avvolte sui ben noti nuclei « a scodellino », non sempre reperibili nelle dimensioni necessarie, e spesso piuttosto costosi. Oltre a ciò, il circuito oggetto delle ricerche doveva essere di facile e rapida realizzazione, usufruendo di quei componenti che sono normalmente a portata di mano in ogni laboratorio dilettantistico o professionale.

Esistono numerosi tipi di circuiti oscillatori che possono essere usati con un buon risultato, e — in pratica — la maggior parte di quelli più noti viene di solito usata nel campo dei comandi a distanza, per produrre oscillazioni a frequenza acustica.

In genere, le frequenze di modulazione usate nelle apparecchiature di radio-comando sono comprese nella gamma limitata dai valori di 100 Hz e di 8 kHz, che può essere razionalmente suddivisa come segue:

Da 100 a 600 Hz	Per complessi a lamine vibranti
Da 400 a 8.000 Hz	Per complessi pluricanali, con circuiti a filtri selettivi
Da 400 a 6.000 Hz	Per complessi funzionanti a frequenze acustiche, con un unico canale

Agli effetti della frequenza delle oscillazioni prodotte, la stabilità richiesta da parte di un circuito oscillatore dipende eminentemente dalle caratteristiche intrinseche del dispositivo da comandare a distanza, sia esso funzionante a lamine vibranti o a circuiti selettivi.

Naturalmente, negli impianti di radiocomando basati sull'impiego di lamine vi-

branti è necessario osservare le esigenze relative al più alto grado di stabilità. Ciò in quanto — come è certamente noto — i dispositivi a lamine reagiscono in modo adeguato solo nei confronti delle relative frequenze di risonanza, oppure nei confronti di frequenze molto prossime al valore effettivo, con una tolleranza compresa tra lo 0,5% e l'1% del valore effettivo di risonanza.

I circuiti a filtri selettivi — per contro — possono reagire in modo positivo anche con un certo scarto rispetto alla frequenza effettiva di risonanza, e ciò in quanto essi presentano sempre una certa larghezza di banda, che può essere maggiore o minore a seconda dei casi. Comunque, questi circuiti possono in genere funzionare con risultati abbastanza soddisfacenti, anche se la frequenza delle oscillazioni si discosta dalla frequenza stabilita di un valore compreso tra il 2,5% e il 7,5%.

I normali circuiti funzionanti con determinate frequenze di modulazione possono in genere funzionare in modo soddisfacente con una certa gamma di frequenza intorno alla normale frequenza di funzionamento. La tabella che segue fornisce alcuni dati basilari — a titolo di esempio — che possono essere di una certa utilità agli effetti della scelta tra un sistema ed un altro.

Il tipo di circuito oscillatore solitamente usato nelle apparecchiature di comando a distanza non è sempre di facile realizzazione, e non è sempre sufficientemente economico per quanto riguarda il materiale da usare, tenendo presente che — per il funzionamento con lamine vibranti — tutto ciò che è effettivamente importante è proprio la stabilità. Da ciò deriva che, in molti casi, i trasmettitori funzionanti con modulazione a toni risultano assai costosi, cosa che — come vedremo tra breve — può essere evitata.

	Freq. nomin.	**Freq. min.**	**Freq. max.**
Sistemi a lamine	250	247,5	252,5
Sistemi a circuiti selettivi	1.600	1.400	1.800
Sistemi a tono semplice	1.000	400	2.600

Tabella delle caratteristiche generiche dei vari sistemi di comando, in rapporto alle frequenza di funzionamento.

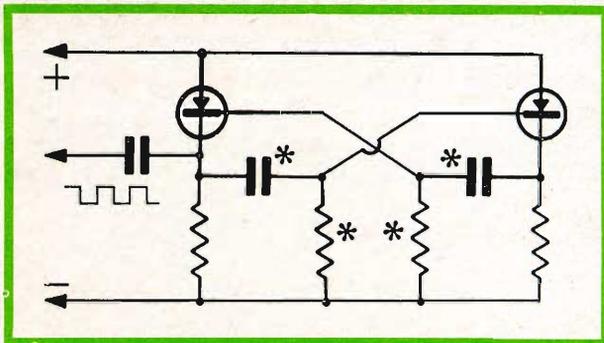
CARATTERISTICHE DI VARI TIPI DI OSCILLATORI

Prima di procedere nella nostra dissertazione, è opportuno esaminare in modo succinto i metodi di impiego più comune per la produzione delle frequenze di modulazione.

Se si fa uso di un circuito a multivibratore, per osservare il più possibile le esigenze relative alla semplicità di realizzazione e di messa a punto, ovviamente ciò significa da un lato un certo sacrificio agli effetti della stabilità, ma dall'altro una certa economia, in quanto questo tipo di circuito implica l'impiego di due transistori, quattro resistenze, e — in genere — tre condensatori. Ad esempio, un circuito del tipo illustrato alla **figura 1** presenta una buona semplicità agli effetti della realizzazione, sebbene non possa essere considerato effettivamente economico.

D'altro canto, in quei casi nei quali la stabilità della frequenza delle oscillazioni prodotte è un fattore di primaria importanza, è possibile usare un circuito a valvola di uno dei due tipi denominati «Dynatron» o «Transitron» (vedi **figura 2**), per i quali è però necessario usare un circuito LC di sintonia avvolto su di un nucleo a scodellino. Questo stesso tipo di circuito viene incorporato in numerose apparecchiature di radio-comando di produzione commerciale. Occorre però considerare che per il dilettante che non abbia una competenza ed una esperienza tecnica specifiche, questo tipo di circuito non presenta una sufficiente semplicità agli effetti della costruzione e della messa a punto.

Vediamo ora in breve alcuni circuiti ben noti, esaminandone le prerogative e gli inconvenienti: ciò ci fornirà un'idea adeguata della possibilità di scelta esistente, e ci metterà in grado di eseguire un confronto del-

Fig. 1 - Circuito tipico di un multivibratore. Gli asterischi, in questo circuito ed in quelli successivi, mettono in evidenza i componenti che stabiliscono il valore della frequenza delle oscillazioni prodotte. La forma d'onda di queste ultime è rettangolare.

le caratteristiche rispetto al circuito che proporremo in seguito.

Abbiamo visto alla figura 1 un oscillatore a multivibratore funzionante a transistori. Come si è già detto, è un circuito di facile realizzazione, e che non presenta gravi problemi agli effetti della messa in opera. Tuttavia, esso presenta gli svantaggi di una bassissima stabilità, di una laboriosa messa a punto (eseguita mediante la ricerca sperimentale dei valori più adatti dei componenti, specie per quanto riguarda le capacità di accoppiamento incrociato tra i due stadi), ed il fatto che le oscillazioni prodotte presentano una forma d'onda rettangolare.

Alla figura 2 abbiamo invece illustrato il circuito oscillatore a valvola denominato « Transitron ». I vantaggi che esso offre consistono nella produzione di oscillazioni di forma sinusoidale, ed in una limitata difficoltà della messa a punto. Per contro, questo tipo di oscillatore non si presta all'impiego con tutti i tipi di circuiti a transistori (e ciò a causa del valore elevato dell'impedenza di uscita), ed inoltre è piuttosto costoso.

La **figura 3** illustra il circuito di un oscillatore del tipo denominato a «spostamento di fase» (dall'inglese «phase shift»), spesso degno di essere preso in considerazione a causa della regolarità della forma d'onda sinusoidale delle oscillazioni prodotte, della facilità relativa di realizzazione, e della buona stabilità. Ciò a condizione che tra l'oscillatore e gli stadi successivi si interponga uno stadio separatore, possibilmente

Fig. 2 - Circuito oscillatore a valvola denominato « Transitron ». Le oscillazioni prodotte sono di forma sinusoidale, ma questo circuito presenta l'inconveniente della necessità di una bobina avvolta su nucleo in ferrite a scodellino. Oltre a ciò, l'impedenza di uscita non si adatta ai circuiti a transistori.

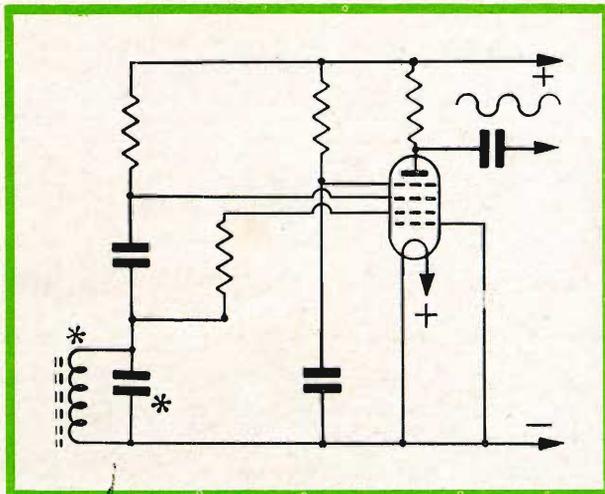
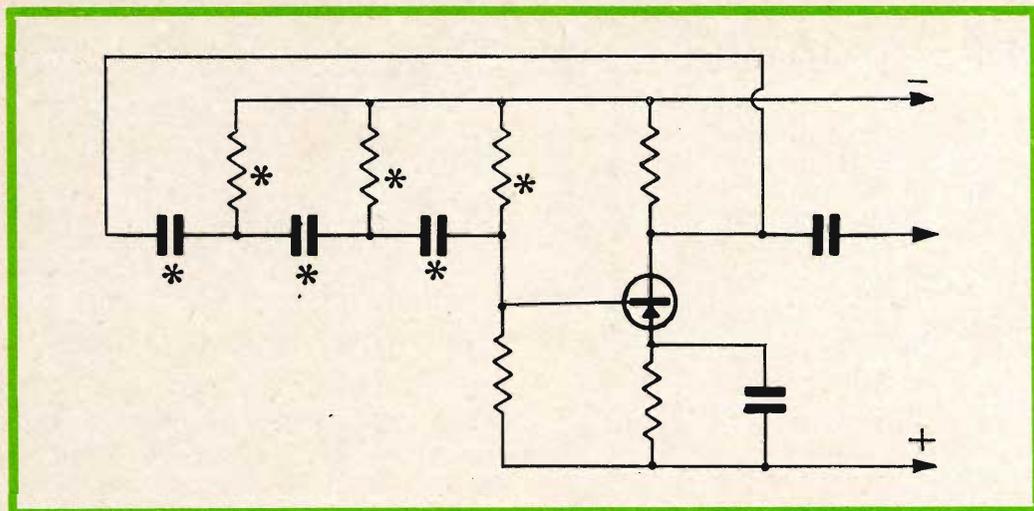



Fig. 3 - Schema elettrico di un oscillatore del tipo a sfasamento. Consiste in un unico stadio, nel quale un circuito di controreazione tra collettore e base retrocede il segnale di collettore sulla base stessa, dopo averlo sfasato di 180°. In tal caso la reazione diventa rigenerativa, per cui lo stadio oscilla.

del tipo ad accoppiamento catodico. Nonostante i pregi abbastanza rilevanti, questo tipo di oscillatore implica l'impiego di un transistore a forte guadagno: oltre a ciò, è indispensabile l'impiego dello stadio separatore di cui sopra, onde evitare gli effetti di carico derivanti dal forte assorbimento di corrente nel circuito di collettore; infine,

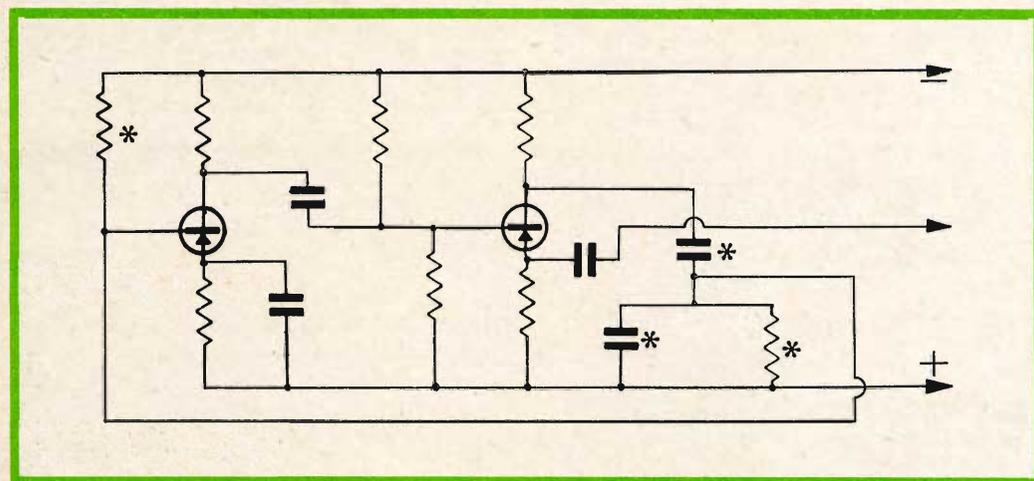
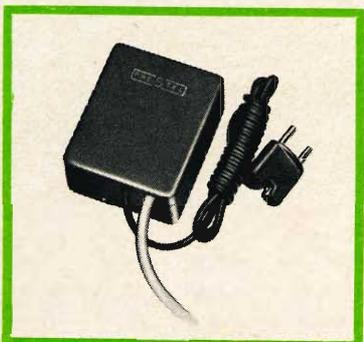
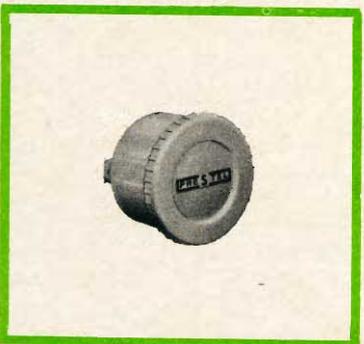



Fig. 4 - Circuito oscillatore a ponte di Wien. La frequenza di oscillazione può essere variata modificando il valore dei componenti contraddistinti da un asterisco. Per una variazione regolare occorre disporre di un doppio potenziometro, o di un doppio condensatore variabile.

AMPLIFICATORI D'ANTENNA A TRANSISTORI

LO STESSO CAVO DI DISCESA SERVE AD ALIMENTARE I TRANSISTORI.

POSSONO FUNZIONARE CON QUALSIASI STABILIZZAZIONE O DIRETTAMENTE SULLA RETE.

AMPLIFICATORI A 2 TRANSISTORI

TR 2 — per UHF = guadagno 20 dB (10 volte)
TR 2 — per VHF = guadagno 30 dB (30 volte)
n. G.B.C. N/592-7

AMPLIFICATORI A 1 TRANSISTORE

TR 1 — per UHF = guadagno 14 dB (5 volte)
TR 1 — per VHF = guadagno 16 dB (6 volte)
n. G.B.C. N/592-8

NELLE ORDINAZIONI OCCORRE PRECISARE SEMPRE IL NUMERO DEL CANALE DESIDERATO

ALIMENTATORI PER AMPLIFICATORI

A 3 N — Alimentazione normale
Accensione diretta - 220 V - 1,5 W c.a.
Impedenza entrata - uscita 75 Ω
Alimenta da 1 a 3 amplificatori
n. G.B.C. N/592-9

A 3 A — Accensione automatica a mezzo assorbimento TV (100-200 W)
Impedenza entrata - uscita 75 Ω
Alimenta da 1 a 3 amplificatori
Tensione stabilizzata con diodo Zener
n. G.B.C. N/592-10

MISCELATORI PER AMPLIFICATORI

MA 1 — per UHF - VHF n. G.B.C. N/1272

MA 2 — per I e III banda
A mezzo commutazione interna è possibile alimentare gli eventuali amplificatori. Qualora si misceli un segnale proveniente direttamente dall'antenna l'alimentazione non va inserita.
n. G.B.C. N/1273

N/1274 MI 3 MISCELATORE UHF - VHF per esterno
N/1275 DM 1 DEMISCELATORE UHF - VHF volante
N/1276 TI 1 TRASLATORE DI IMPEDENZA UHF 75 - 300 Ω volante
N/1277 TI 2 TRASLATORE DI IMPEDENZA VHF 75 - 300 Ω volante

PRESTEL P.za Duca d'Aosta, 6 - MILANO

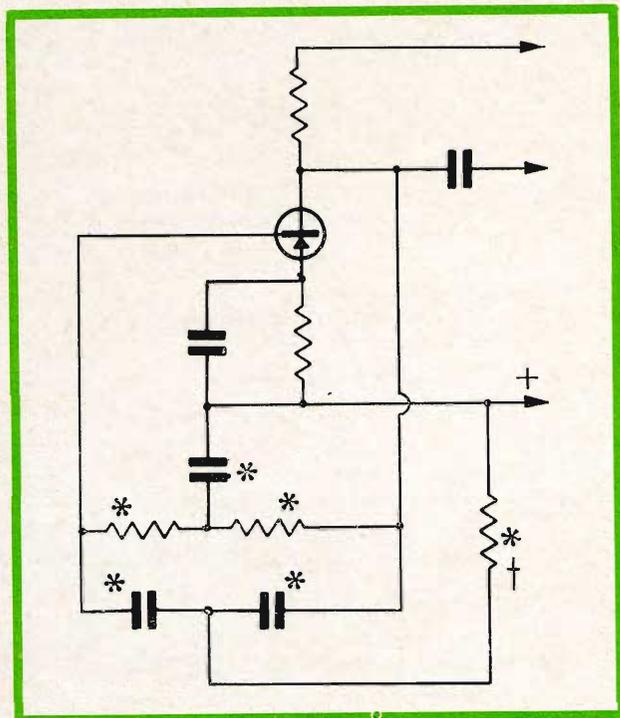



Fig. 5 - Circuito oscillatore a doppio « T » in parallelo. La variazione di frequenza si ottiene agendo sui componenti che costituiscono i due circuiti a « T » (uno resistivo, ed uno capacitivo). È però possibile variare solo la resistenza contrassegnata anche con una crocetta.

la sua messa a punto non è molto semplice, e — per ottenere una buona regolazione della frequenza delle oscillazioni — è necessario che le tre resistenze contrassegnate da un asterisco siano sostituite con altrettanti potenziometri comandati da un unico asse.

Alla **figura 4** è rappresentato il circuito di principio del classico oscillatore a ponte di Wien, di comune impiego nei generatori di Bassa Frequenza, a causa della sua notevole stabilità, a patto — beninteso — che sia stabile la tensione di alimentazione. Questo circuito — tuttavia — è di realizzazione tutt'altro che economica, ed inoltre implica l'impiego di due potenziometri in « tandem ». ossia con comando coassiale, che devono essere a filo, e possibilmente anti-induttivi. Volendo, questo circuito può essere modificato con la sostituzione del doppio potenziometro mediante un doppio condensatore variabile. In ogni caso, vengono meno le esigenze relative all'economia ed alla semplicità di realizzazione e di messa a punto.

Alla **figura 5** — infine — è illustrato il circuito oscillatore denominato « in parallelo » o a « doppio T ». Questo tipo di oscillatore fornisce segnali di forma sinusoidale, e presenta una buona stabilità, che sussiste anche a dispetto di variazioni moderate della tensione di alimentazione. Gli svantaggi — tuttavia — risiedono nella necessità di impiegare un transistore ad elevato guadagno, il che lo rende piuttosto critico, e nel fatto che la realizzazione e la messa a punto sono piuttosto laboriose.

Tra i circuiti esaminati, alcuni sono maggiormente complessi, altri lo sono meno. Inoltre, alcuni possono essere semplificati senza gravi sacrifici agli effetti della stabilità, ed altri invece non si prestano ad alcuna modifica sostanziale. I circuiti illustrati sono semplicemente quelli di principo; questo è il motivo per il quale non sono stati riportati i valori dei componenti usati, bensì ci si è limitati a contrassegnare con un asterisco quei componenti che intervengono agli effetti del valore della frequenza delle oscillazioni prodotte.

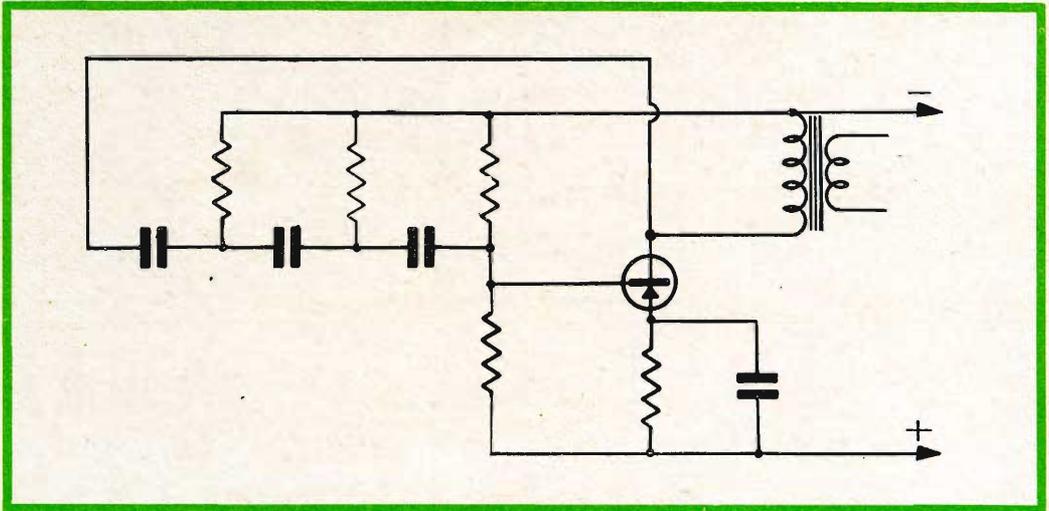



Fig. 6 - Circuito oscillatore a sfasamento, modificato in modo da ottenere il segnale di uscita ai capi del secondario di un trasformatore, il cui primario sostituisce la resistenza di carico del collettore. In questo modo è possibile usare un transistore a basso guadagno.

IL CIRCUITO PROPOSTO

Per diversi motivi — che appariranno evidenti alla fine — la scelta è caduta sul circuito oscillatore del tipo a doppio « T » in parallelo, sebbene in un primo tempo i primi esperimenti siano stati compiuti con il circuito a spostamento di fase, nella versione illustrata alla **figura 6.**

Questo particolare circuito era stato scelto in quanto non implicava la necessità di usare un transistore a forte guadagno, sostituendo la resistenza di carico del collet-

Fig. 7 - Circuito oscillatore a doppio « T » in parallelo, analogo a quello di figura 5, ad eccezione del circuito di polarizzazione della base, che ne aumenta notevolmente la stabilità termica.

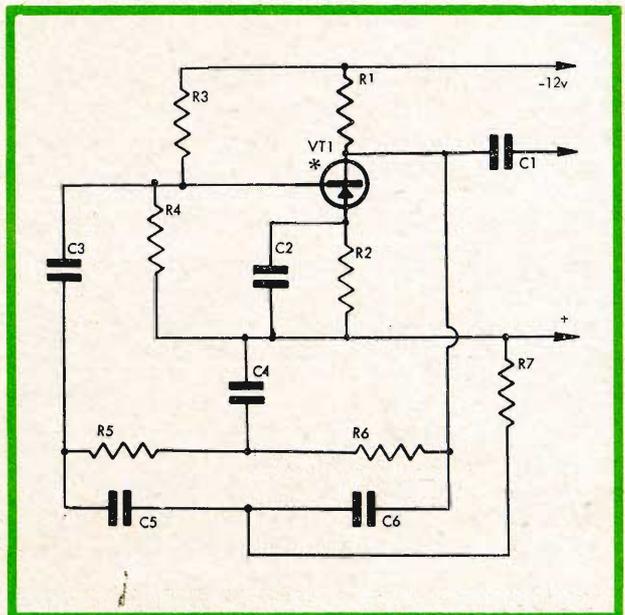
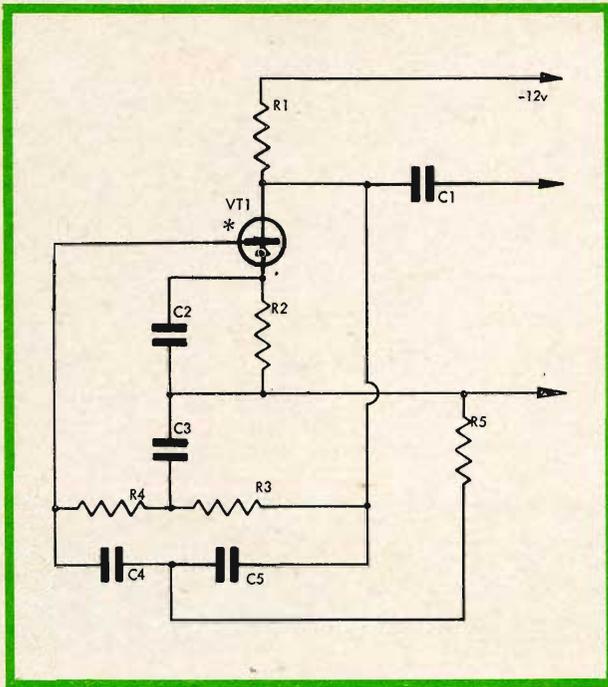



Fig. 8 - Nella versione del circuito oscillatore a doppio « T » in parallelo qui riportati, i componenti sono stati contrassegnati con sigle al fine di consentirne l'identificazione. Il segnale di uscita viene prelevato attraverso la capacità C1.

tore con il primario di un trasformatore, come nel caso illustrato.

Sfortunatamente, il risultato pratico non fu abbastanza soddisfacente, in quanto l'applicazione del carico al secondario del trasformatore, come pure una lieve variazione della tensione di alimentazione determinavano variazioni di frequenza. Oltre a ciò, si presentava problematico l'ottenimento di un potenziometro a tre unità con comando unico, la cui variazione fosse abbastanza regolare da non provocare delle « buche » nella gamma delle frequenze prodotte.

A causa di queste difficoltà, venne preso in esame il circuito a ponte di Wien, con risultati pressoché analoghi, e — successivamente — vennero compiuti esperimenti col ciricuito a doppio T in parallelo, nella versione di cui alla **figura 7.** La stabilità termica di questo circuito era assicurata dal sistema di polarizzazione della base del transistore, consistente nelle resistenze di base R3 ed R4, e nella resistenza di emettitore R2, avente in parallelo la capacità C2.

Una versione più semplice di questo circuito, illustrata alla **figura 8,** rappresentava un certo passo avanti agli effetti della economia di realizzazione, ma denotava una minore stabilità in rapporto alle variazioni della temperatura ambiente.

Sfortunatamente, entrambi i circuiti illustrati alle figure 7 ed 8 necessitavano dell'impiego di un transistore che presentasse un fattore minimo di guadagno « beta » pari a 100, oppure dell'impiego di due transistori con guadagno ridotto del fattore «beta» (pari a circa 30), ma collegati nel sistema denominato « super alfa », illustrato alla **figura 9.** Quest'ultimo sistema — pur presentando qualche vantaggio — comprometteva notevolmente l'economia del circuito. Infatti, è ovvio che per la sua realizzazione occorre impiegare due elementi semiconduttori anziché uno solo, con la aggiunta dei relativi componenti di polarizzazione.

La **figura 10** mette in evidenza il particolare del doppio « T » in parallelo del circuito al quale ci riferiamo. In esso, è importante che vengano rispettate — per ottenere un funzionamento regolare — le seguenti proporzioni tra i diversi componenti:

Fig. 9 - Collegamento del tipo « super alfa » di due transistori a basso fattore « beta », per ottenere il medesimo risultato che si ottiene con un transistore solo ma a forte fattore « beta » nel circuito illustrato alla figura 8.

— R1 deve essere uguale ad R2

— R3 deve avere un valore pari al 10% di R1

— C1 deve essere uguale a C2

— C3 deve avere un valore pari al doppio di quello di C1

Attribuendo ad R3 un valore pari al 10% di R1, la frequenza nominale delle oscillazioni prodotte può essere calcolata in base alla seguente formula:

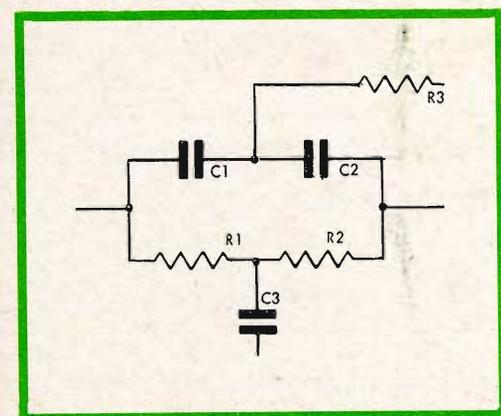



Fig. 10 - I componenti che intervengono agli effetti della frequenza delle oscillazioni nell'oscillatore a doppio « T » sono quelli qui evidenziati. Mantenendo le proporzioni enunciate nel testo, è possibile far variare solo R3 per ottenere una gamma di frequenze limitata.

$$F = 280 \frac{1}{R1\ C1}$$

nella quale F è espressa in Hz, R1 in kohm, e C1 in microfarad.

In ogni modo, la resistenza R3 può variare nella gamma di valori compresa tra il 2% di R1 ed il 35% di R1, nel qual caso la frequenza varia nella gamma compresa approssimativamente tra il 70% ed il 170% del valore F calcolato con R3 pari al 10% di R1.

Ad esempio, se con un quest'ultima condizione il circuito funziona con una frequenza di 1.000 Hz, facendo variare il valore di R3 entro i valori suddetti la frequenza di oscillazione risulta variabile tra 700 e 1.700 Hz, approssimativamente.

Considerazioni termiche

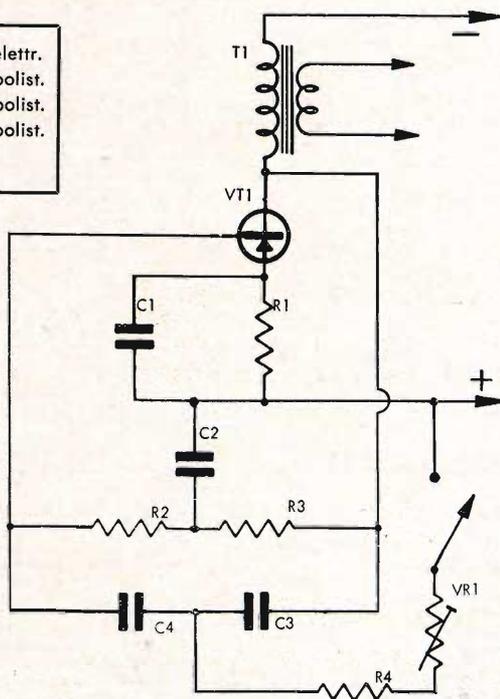
Durante l'esecuzione delle prove sperimentali con un circuito così concepito, si è tenuta in particolare considerazione la eventuale variazione della frequenza delle oscillazioni dovuta alle variazioni della temperatura ambiente. Infatti, per quanto stabile un oscillatore possa essere agli effetti delle caratteristiche intrinseche del circuito e del valore della tensione di alimentazione, il risultato è certamente compromesso se la frequenza varia col variare della temperatura nell'ambiente in cui viene fatto funzionare.

Sotto questo aspetto, sebbene sia sempre possibile neutralizzare le variazioni termiche con un'adeguata protezione con mezzi coibenti, e con l'impiego di resistenze a forte wattaggio, e di condensatori a tipo di dielettrico misto (vale a dire a coefficienti termici positivi e negativi, collegati in parallelo tra loro nella proporzione conforme ai coefficienti termici stessi), si è riscontrata l'inutilità di tale precauzione. Infatti, persino applicando una sorgente di calore relativamente intenso, direttamente al corpo del transistore, si è riscontrata una variazione della frequenza delle oscillazioni inferiori all'1%.

VALORI DEI COMPONENTI

R1 = 200 ohm		C1 = 25 µF elettr.	
R2 = 120 kohm		C2 = 0,01 µF polist.	
R3 = 150 kohm		C3 = 0,005 µF polist.	
R4 = 50 kohm		C4 = 0,005 µF polist.	

VR1 = 50 kohm semifissa

Fig. 11 - Circuito analogo a quello già noto, detto a doppio « T » in parallelo, nel quale il segnale è disponibile al secondario di un trasformatore, il cui primario sostituisce la resistenza di carico del collettore. L'interruttore rappresenta il pulsante che determina la produzione delle oscillazioni quando viene chiuso.

La tensione di alimentazione

In genere, dal momento che il circuito oscillatore per la produzione delle frequenze di modulazione in un impianto di radiocomando è installato nel trasmettitore, l'alimentazione dei circuiti può avvenire sia mediante batterie incorporate, sia con collegamento diretto alla rete di distribuzione dell'energia elettrica.

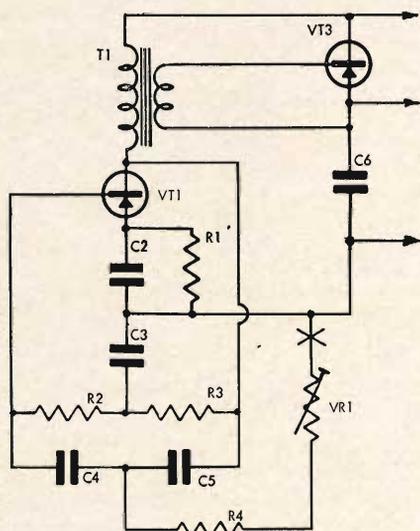
Nel primo caso — come è certamente noto — le batterie subiscono una graduale diminuzione della tensione fornita, sia con l'aumentare del carico applicato, sia col consumo progressivo e con l'invecchiamento degli elementi. La variazione è dovuta solitamente all'alterazione della resistenza interna dei vari elementi, in seguito al fenomeno della polarizzazione.

Nel secondo caso, è altrettanto noto che la stabilità della tensione di rete dipende da vari fattori, tra cui la potenza della linea, l'assorbimento relativo di corrente, e la dissipazione da parte del carico specifico.

In ogni modo, nei confronti del circuito al quale ci riferiamo, ed indipendentemente dal tipo di alimentazione, si è riscontrato che con una variazione del 10% in più o in meno della tensione di alimentazione non si ottenevano variazioni apprezzabili della frequenza delle oscillazioni.

Considerazioni sul valore di R3

Tra le varie prove eseguite, si è riscontrato anche un fattore di notevole importanza. Facendo variare il valore di R3 oltre il 35% di R1, ed al di sotto del 2% di R1, si ha la cessazione delle oscillazioni. Tuttavia, adottando i valori riportati nella tabella riferita alla versione del circuito di cui alla **figura 11**, si è ottenuta una gamma di frequenza compresa tra 250 e 1.000 Hz.

Come è noto a coloro che si interessano di modellismo, ed in particolare di coman-

VALORI DEI COMPONENTI

R1 = 200 ohm	C2 = 25 µF elettr.
R2 = 150 kohm	C3 = 0,01 µF polist.
R3 = 150 ohm	C4 = 0,005 µF polist.
R4 = 5 kohm	C5 = 0,005 µF polis.
VR1 = 50 kohm var.	C6 = 1 µF elettr.

Fig. 12 - Modifica del circuito di figura 11, per ottenere un segnale amplificato. Il segnale prodotto è però di per se stesso sufficiente a modulare un normale trasmettitore per radio-comando.

di a distanza, questa gamma di variazione della frequenza di modulazione consente — con una semplice lieve modifica — di coprire l'intera gamma di funzionamento delle unità a lamine vibranti comunemente disponibili in commercio.

Caratteristiche del segnale di uscita

Il segnale di uscita fornito da questo circuito oscillatore può essere considerato in pratica di forma d'onda perfettamente sinusoidale. Oltre a ciò, il livello di ampiezza dei segnali prodotti si dimostra non inferiore a quello dei segnali prodotti dalla maggior parte dei circuiti oscillatori a transistori di comune impiego.

Sotto ogni aspetto, questi circuito può quindi essere considerato soddisfacente sia nell'attività dilettantistica, sia nel campo delle realizzazioni a carattere commerciale (giocattoli radio-comandati di produzione industriale), per pilotare modelli radio-comandati funzionanti sia con sistemi a lamine vibranti, sia con sistemi a filtri selettivi.

Possibilità di impiego

Per il lettore che svolge un'attività sperimentale nel campo del comando a distanza di modelli, è consigliabile effettuare la modifica del circuito illustrata alla **figura 12.**

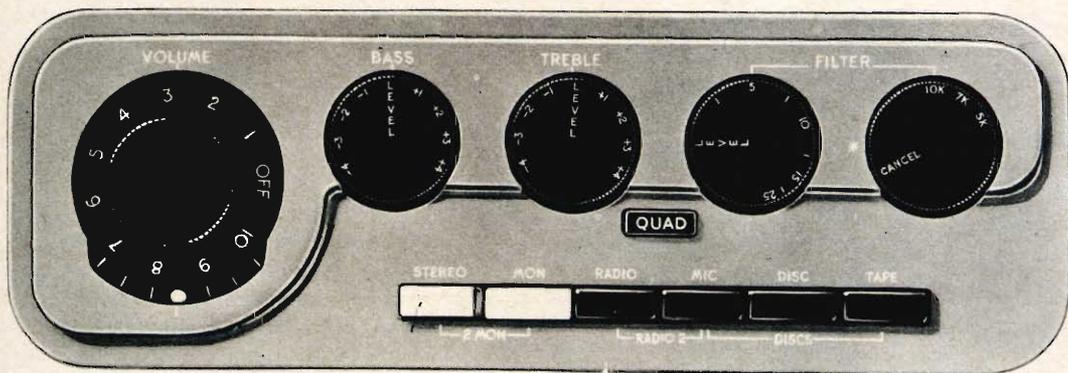
In essa si osserva che il segnale prodotto, e disponibile al secondario del trasformatore, viene applicato ad un transistore (VT3) che ne aumenta l'ampiezza. Si tenga però presente che questo stadio può essere aggiunto solo nei casi in cui occorra amplificare i segnali forniti dall'oscillatore, per pilotare adeguatamente il trasmettitore a radio-frequenza, agli effetti della modulazione. In genere — tuttavia — il secondario del trasformatore fornisce già un segnale di ampiezza sufficiente a modulare l'oscillatore ad Alta Frequenza con caratteristiche conformi alle esigenze del normale radio-comando dei modellini.

La **figura 13** illustra infine come sia possibile — con un opportuno comando a pulsanti predisposti in modo da inserire diversi valori di resistenza al posto di VR1 nel circuito di figura 12 — ottenere diversi valori della frequenza di oscillazione.

Naturalmente, le diverse resistenze inserite tramite i suddetti pulsanti possono essere costituite da piccoli potenziometri del tipo usato per i circuiti di taratura, in modo da consentire la messa a punto rapida delle

ALTI **BASSI**

bilanciamento musicale

Tutti gli amplificatori — o quasi tutti — hanno regolatori dei bassi e degli alti. Tutti i regolatori dei bassi e degli alti, non innaturalmente, aumentano e diminuiscono il livello dei bassi e degli alti, ma la similitudine finisce qui!
Il regolatore dei bassi sul QUAD varia sia la pendenza sia la frequenza d'attacco mediante quattro circuiti discriminatori di eguale impedenza. I canali sono sincronizzati in modo da eliminare sfasamenti cosicchè è garantita la buona riproduzione stereo in tutte le condizioni.
Il regolatore degli alti funziona in modo intermedio tra una risposta a pendenza variabile e a gradino variabile in modo da regolare la brillanza musicale pur mantenendo un naturale bilanciamento armonico.
Il comando di livello può essere regolato entro 0,5 dB da 20 a 20.000 Hz mentre la bontà delle altre regolazioni è garantita entro ± 1,5 dB rispetto alle caratteristiche nominali di listino.
Naturalmente, quando si dispone di sorgenti audio d'alta qualità, la presenza dei regolatori di tono diviene superflua, ma nel frattempo, è rispettato il bilanciamento musicale nel vostro amplificatore?

Per la più fedele riproduzione del suono originale. Ecco il nostro slogan da 15 anni a questa parte che è pure l'obiettivo delle nostre realizzazioni da almeno il doppio. Informatevi presso il vostro rivenditore sulla linea di apparecchi QUAD per l'Alta Fedeltà, oppure scrivete a Ref. H.F. Acoustical Manufacturing Co. Ltd., Huntingdon. Huntingdon 361.

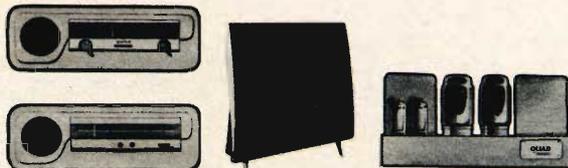
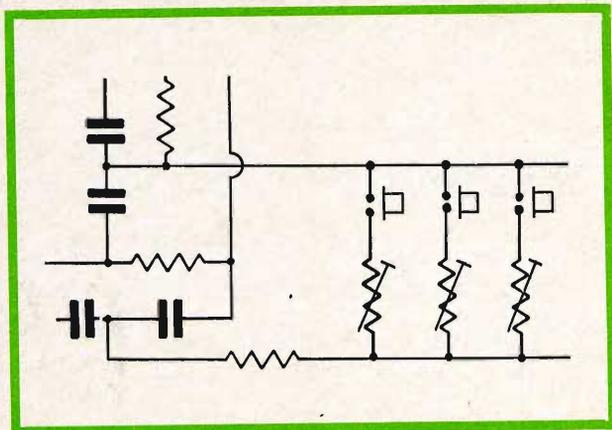



Fig. 13 - Per ottenere diversi valori della frequenza di modulazione, è possibile inserire un commutatore a pulsanti, ciascuno dei quali inserisce un diverso valore della resistenza che varia la frequenza.

frequenze adatte a mettere in vibrazione le lamine di un relé, oppure ad eccitare alla loro frequenza di risonanza i circuiti selettivi presenti nel ricevitore installato sul modello.

Come si è accennato nella premessa, questo oscillatore non si presta esclusivamente all'impiego nel campo del radiocomando. Ad esempio, è possibile realizzare un certo numero di circuiti del genere, contenuti in appositi involucri con alimentazione incorporata: una volta tarati su determinate frequenze, e predisposti in modo da fornire il segnale di uscita tramite una apposita presa, è così possibile disporre di generatori di tante frequenze di riferimento quanti sono i circuiti. Viceversa, è possibile con un solo circuito ottenere varie frequenze commutabili con un commutatore.

Un altro possibile esempio di impiego consiste nell'usufruire di questo semplice generatore di segnali sinusoidali, per la ricerca dei guasti nelle sezioni di Bassa Frequenza dei ricevitori radio e televisivi. Se si tiene conto che — oltre ad R3 — nel circuito di figura 10, è possibile variare anche gli altri valori in gioco, a patto che vengano mantenuti i rapporti di cui si è detto. In tal caso, è possibile ottenere qualsiasi valore della frequenza delle oscillazioni, nel campo delle frequenze acustiche ed ultrasoniche.

Il lettore che ami svolgere attività di ricerche in questo campo, potrà inoltre escogitare altre possibilità di impiego per questo semplice e pratico dispositivo.

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI

Continua dal n. 10 1966

LA INTERPRETAZIONE DEI SIMBOLI CHE COMPAIONO NELLE TABELLE SI PUÒ TROVARE NEL N. 9 - 1966

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI DI POTENZA PNP AL GERMANIO

disposti in ordine della massima resistenza termica decrescente

TIPO	MAX. RESISTENZA TERMICA Giunzione-involucro θ_{jc} (°C/W)	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25°C P_c (W)	TEMPERATURA MASSIMA	VALORI LIMITE 25 °C					I_{CBO} MAX. con V_{CB} max. a 25 °C (mA)	h_{FE} †-h_{fe}				$f\alpha e$ †-$f\alpha b$ (kHz)	MAX. RESISTENZA SATURAZIONE (Ω)	t_r Ø-t_d+t_r §-t_s #-t_f (µsec.)	STRUTTURA
				I_C Ø-I_E (A)	I_B Ø-I_E (A)	BV_{CBO} (V)	BV_{EBO} (V)	BV_{CEO} ØBV_{CES} §-BV_{CER} (V)		POLARIZZAZIONE V_{CB} Ø-V_{CE} (V)	POLARIZZAZIONE I_C Ø-I_B Δ-I_E (A)	MIN. Ø-TIP	MAX. Ø-TIP				
CTP1504	.80	90Ø	#J	15	5.0	60	30	50Ø	8.0	2.0Ø	5.0	30	75		.07		AΔ
CTP1508	.80	90Ø	#J	15	5.0	40	30	40Ø	8.0	2.0Ø	5.0	30	75		.07		AΔ
CTP3500	.80	90Ø	#J	15	5.0	100	30	80Ø	8.0	2.0Ø	5.0	30	75		.07		AΔ
CTP3503	.80	90Ø	#J	15	5.0	80	30	70Ø	8.0	2.0Ø	5.0	30	75		.07		AΔ
CTP3504	.80	90Ø	#J	15	5.0	60	30	50Ø	8.0	2.0Ø	5.0	30	75		.07		AΔ
CTP3508	.80	90Ø	#J	15	5.0	40	30	40Ø	8.0	2.0Ø	5.0	30	75		.07		AΔ
CTP3544	.80	90Ø	#J	25	5.0	60	30	40Ø	15	2.0Ø	25	25	125	5.0	.04		AΔ
CTP3545	.80	90Ø	#J	25	5.0	80	30	60Ø	15	2.0Ø	25	25	125	5.0	.04		AΔ
CTP3552	.80	90Ø	#J	25	5.0	40	30	30Ø	10	2.0Ø	25	25	75	5.0	.04		AΔ
CTP3553	.80	90Ø	#J	25	5.0	100	30	75Ø	10	2.0Ø	25	25	75	5.0	.04		AΔ
DTG1000	.80		♦J	15	3.0			100Ø									A
DTG1010	.80		♦J	15	3.0			110Ø						420§		5.2	A
DTG1011	.80		♦J	15	3.0			80Ø						420§		4.0	A
DTG1040	.80		♦J	15	3.0			60Ø	2.0	2.0Ø	1.0	45†	200	420§			A
DTG1200	.80		♦J	15	3.0			120Ø									A
DTG2000	.80		♦J	25	5.0		1.0	30Ø	4.0#	2.0	8.0	25	200	250§			
DTG2100	.80		♦J	25	5.0		1.0	60Ø	4.0#	2.0	8.0	30	200	250§			
DTG2200	.80		♦J	25	5.0		1.0	80Ø	4.0#	2.0	8.0	30	200	250§			
DTG2300	.80		♦J	25	5.0		1.0	100Ø	4.0#	2.0	8.0	30	200	250§			
DTG2400	.80		♦J	25	5.0		1.0	120Ø	4.0#	2.0	8.0	30	200	250§			
NKT501	.80	90Ø	#J	25	4.0	60	12	60Ø	.30Ø	1.5	25	12		650†			A
NKT502	.80	90Ø	#J	25	4.0	30	12	30Ø	.30Ø	1.5	25	12		650†			A
NKT503	.80	90Ø	#J	25	4.0	60	12	60Ø	.30Ø	1.5	10	12		650†			A
NKT504	.80	90Ø	#J	25	4.0	30	12	30Ø	.30Ø	1.5	10	12		650†			A
SFT264	.80	87Ø	#C	15		30	15	15	8.0	2.0Ø	5.0	25	100	300†	.60		A
SFT265	.80	87Ø	#C	15	2.5	40	20	40	8.0	2.0Ø	5.0	25	45Ø	300†	.06	9⍁	A
SFT266	.80	87Ø	#C	15	2.5	60	40	50	8.0	2.0Ø	5.0	25	45Ø	300†	.06	9⍁	A
SFT267	.80	87Ø	#C	15	2.5	80	60	60	8.0	2.0Ø	5.0	25	45Ø	300†	.06	9⍁	A
SFT268 ⍁	.80	87Ø	#C	15		100	80	70	8.0	2.0	5.0	25	45Ø	300†	.06		A
MHT2101	.75		#J	150		10		5.0			150	40			.43m		
MHT2205	.70	121Ø	♦J	50	10	10	5.0	5.0	5.0	1.0Ø	50	40#	120Ø	450	3m		A
MHT2305	.70	121Ø	♦J	50	10	10	5.0	5.0	5.0	1.0Ø	50	40#	120Ø	450	3m		A
2N2733	.60	140Ø	♦J	65	10	80	30	60	5.0	2.0Ø	65	15		340§	7m	10	A
2N2734	.60	140Ø	♦J	65	10	60	30	45	5.0	2.0Ø	65	15		340§	7m	10	A
2N2735	.60	140Ø	♦J	65	10	40	20	30	5.0	2.0Ø	65	15		340§	7m	10	A
2N2736	.60	140Ø	♦J	65	10	80	30	60	5.0	2.0Ø	65	15		340§	7m	10	A
2N2737	.60	140Ø	♦J	65	10	60	30	45	5.0	2.0Ø	65	15		340§	7m	10	A
2N2738	.60	140Ø	♦J	65	10	40	20	30	5.0	2.0Ø	65	15		340§	7m	10	A
ADY26	.60	100	J	25	2.0	80	40	60	4.0	0.0	25	15	25Ø	100†			A
MHT1902	.60	140Ø	♦J	65	10	80	30	60	5.0	2.0Ø	65	15		250§	7m	40	A
MHT1903	.60	140Ø	♦J	65	10	60	30	45	5.0	2.0Ø	65	15		250§	7m	40	A
MHT1904	.60	140Ø	♦J	65	10	40	20	30	5.0	2.0Ø	65	15		250§	7m	40	A
MHT1908	.60	140Ø	♦J	60	10	80	30	60	5.0	2.0Ø	50	15		340§	7m	10	A
MHT1909	.60	140Ø	♦J	60	10	60	30	45	5.0	2.0Ø	50	15		340§	7m	10	A
MHT1910	.60	140Ø	♦J	60	10	40	20	30	5.0	2.0Ø	50	15		340§	7m	10	A
MHT2002	.60	140Ø	♦J	65	10	80	30	60	5.0	2.0Ø	65	15		250§	7m	40	A
MHT2003	.60	140Ø	♦J	65	10	60	30	45	5.0	2.0Ø	65	15		250§	7m	40	A
MHT2004	.60	140Ø	♦J	65	10	40	20	30	5.0	2.0Ø	65	15		250§	7m	40	A
MHT2008	.60	140Ø	♦J	60	10	80	30	60	5.0	2.0Ø	50	15		340§	7m	10	A
MHT2009	.60	140Ø	♦J	60	10	60	30	45	5.0	2.0Ø	50	15		340§	7m	10	A
MHT2010	.60	140Ø	♦J	60	10	40	20	30	5.0	2.0Ø	50	15		340§	7m	10	A
2G210	.50Ø		#J	6.0	2.0	60	20	60	1.0Ø	1.5Ø	5.0	25	90	400§	.10		A
2N173	.50	50	#J	15Ø	4.0	60	40	45	4.0	2.0	5.0	35	70	10	.08	15	AΔ
2N174	.50	50	#J	15Ø	4.0	80	60	55	4.0	2.0	5.0	25	50	10	.08	15	AΔ
2N174A	.50	50	#J	15Ø	4.0	80	60	40	8.0	2.0	1.2	40	80	15	.06	15	AΔ
2N277	.50	50	#J	15Ø	4.0	40	20	25	8.0	2.0	5.0	35	70	10		15	AΔ
2N278	.50	50	#J	15Ø	4.0	50	30	30	4.0	2.0	5.0	35	70	10	.08	15	AΔ
2N441	.50	50	#J	15Ø	4.0	40	20	25	8.0	2.0	5.0	20	40	10		15	AΔ
2N442	.50	50	#J	15Ø	4.0	50	30	30	4.0	2.0	5.0	20	40	10		15	AΔ
2N443	.50	50	#J	15Ø	4.0	60	40	45	4.0	2.0	5.0	20	40	10	.09	15	AΔ
2N511	.50$	150Ø	#J	25	5.0	40	30	30	15	2.0Ø	10	20	60	260§	.05		AΔ
2N511A	.50$	150Ø	#J	25	5.0	60	30	40	15	2.0Ø	10	20	60	260§	.05		AΔ
2N511B	.50$	150Ø	#J	25	5.0	80	30	45	15	2.0Ø	10	20	60	260§	.05		AΔ
2N512	.50$	150Ø	#J	25	5.0	40	30	30	15	2.0Ø	15	20	60	280§	.07		AΔ
2N512A	.50$	150Ø	#J	25	5.0	60	30	40	15	2.0Ø	15	20	60	280§	.07		AΔ
2N512B	.50$	150Ø	#J	25	5.0	80	30	45	15	2.0Ø	15	20	60	280§	.07		AΔ
2N513	.50$	150Ø	#J	25	5.0	40	30	30	15	2.0Ø	20	20	60	300§	.75		AΔ
2N513A	.50$	150Ø	#J	25	5.0	60	30	40	15	2.0Ø	20	20	60	300§	.75		AΔ
2N513B	.50$	150Ø	#J	25	5.0	80	30	45	15	2.0Ø	20	20	60	300§	.75		AΔ

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI DI POTENZA PNP AL GERMANIO

disposti in ordine della massima resistenza termica decrescente

TIPO	MAX. RESISTENZA TERMICA Giunzione-involucro θ_{jc}	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25°C P_c	TEMPERATURA MASSIMA	VALORI LIMITE 25 °C					I_{CBO} MAX. con V_{CB} max. a 25 °C	h_{FE} †-h_{fe}				fαe	MAX. RESISTENZA SATURAZIONE	t_r	STRUTTURA
				I_C Ø-I_E	I_B Ø-I_E	BV_{CBO}	BV_{EBO}	BV_{CEO} ØBV_{CES} §-BV_{CER}		POLARIZZAZIONE V_{CB} Ø-V_{CE}	POLARIZZAZIONE I_C Ø-I_B Δ-I_E	MIN. Ø-TIP	MAX. Ø-TIP	†-fαb		Ø-t_d+t_r §-t_s #-t_f	
	(°C/W)	(W)		(A)	(A)	(V)	(V)	(V)	(mA)	(V)	(A)			(kHz)	(Ω)	(µsec.)	
2N514	.50$	150Ø#	J	25	5.0	40	30	30	15	2.0Ø	25	20	60	430§	.80		AΔ
2N514A	.50$	150Ø#	J	25	5.0	60	30	40	15	2.0Ø	25	20	60	430§	.80		AΔ
2N514B	.50$	150Ø#	J	25	5.0	80	30	45	15	2.0Ø	25	20	60	430§	.80		AΔ
2N1046	.50§	50Ø#	J	12	3.0	100	1.5	50	2.0Ø	1.5Ø	5.0	40		10M§Δ	.08		ADΔ
2N1099	.50	50 #	J	15Ø	4.0	80	40	55	4.0	2.0	5.0	35	70	10	.06	15	AΔ
2N1100	.50	50 #	J	15Ø	4.0	100	80	65	4.0	2.0	5.0	25	50	10	.06	15	AΔ
2N1358	.50	50 #	J	15Ø	4.0	80	40	40	8.0	2.0	5.0	25	50	100†	.06	15	AΔ
2N1358A	.50	♦	J	15Ø	4.0	100	60	60	10	2.0Ø	5.0	25	50	5.0Δ	.06	30	A
2N1412	.50	50 #	J	15Ø	4.0	100	60	65	4.0	2.0	5.0	25	50	10	.06	15	AΔ
2N1907	.50§	60Ø#	J	20	3.0	100	1.5	40	10	1.5Ø	15	20		20M§	.07		ADΔ
2N1908	.50§	60Ø#	J	20	3.0	130	1.5	50	10	1.5Ø	15	20		20M§	.07		ADΔ
2N1970	.50	150Ø#	J	15	4.0	100	40	50	4.0	2.0Ø	5.0	17	40	10	.09	15	A
2N1980	.50	170Ø♦		15		50	20	30	6.0	2.0Ø	5.0	50	100	3.0Δ	.10		A
2N1981	.50	170Ø♦		15		70	20	40	6.0	2.0Ø	5.0	50	100	3.0Δ	.10		A
2N1982	.50	170Ø♦		15		90	20	50	6.0	2.0Ø	5.0	50	100	3.0Δ	.10		A
2N2075	.50	170Ø♦	J	15		80	40	65	4.0	2.0	5.0	20	40	10	.06	9.0	
2N2075A	.50	170Ø♦	J	15		80	40	65	4.0	2.0	5.0	20	40	10	.06	9.0	
2N2076	.50	170Ø♦	J	15		70	35	55	4.0	2.0	5.0	20	40	10	.06	9.0	
2N2076A	.50	170Ø♦	J	15		70	35	55	4.0	2.0	5.0	20	40	10	.06	9.0	
2N2077	.50	170Ø♦	J	15		50	25	45	4.0	2.0	5.0	20	40	10	.06	9.0	
2N2077A	.50	170♦	J	15		50	25	45	15Ø	2.0	5.0	20	40	10†		6.0	A
2N2078	.50	170Ø♦	J	15		40	20	25	4.0	2.0	5.0	20	40	10	.06	9.0	
2N2078A	.50	170Ø♦	J	15		40	20	25	4.0	2.0	5.0	20	40	10	.06	9.0	
2N2079	.50	170Ø♦	J	15		80	40	65	4.0	2.0	5.0	35	70	10	.06	6.0	
2N2079A	.50	170Ø♦	J	15		80	40	65	4.0	2.0	5.0	35	70	10	.06	6.0	
2N2080	.50	170Ø♦	J	15		70	35	55	4.0	2.0	5.0	35	70	10	.06	6.0	
2N2080A	.50	170Ø♦	J	15		70	35	55	4.0	2.0	5.0	35	70	10	.06	6.0	
2N2081	.50	170Ø♦	J	15		50	25	45	4.0	2.0	5.0	35	70	10	.08	6.0	
2N2081A	.50	170Ø♦	J	15		50	25	45	4.0	2.0	5.0	35	70	10	.08	6.0	
2N2082	.50	170Ø♦	J	15		40	20	25	4.0	2.0	5.0	35	70	10	.08	6.0	
2N2082A	.50	170Ø♦	J	15		40	20	25	4.0	2.0	5.0	35	70	10	.08	6.0	
2N2152	.50Ø	170Ø♦	J	30		45	25	30	4.0	2.0Ø	5.0	50	100	2.7	.02		A
2N2152A	.50Ø	170Ø♦	J	30		45	25	30	4.0	2.0Ø	5.0	50	100	2.7	.02		A
2N2153	.50Ø	170Ø♦	J	30		60	30	45	4.0	2.0Ø	5.0	50	100	2.7	.02		A
2N2153A	.50Ø	170Ø♦	J	30		60	30	45	4.0	2.0Ø	5.0	50	100	2.7	.02		A
2N2154	.50Ø	170Ø♦	J	30		75	40	60	4.0	2.0Ø	5.0	50	100	2.7	.02		A
2N2154A	.50Ø	170Ø♦	J	30		75	40	60	4.0	2.0Ø	5.0	50	100	2.7	.02		A
2N2155	.50Ø	170Ø♦	J	30		90	45	75	4.0	2.0Ø	5.0	50	100	2.7	.02		A
2N2155A	.50	170	J	30		90	45	90Ø	4.0	2.0Ø	25	15		2.7†			A
2N2156	.50Ø	170Ø♦	J	30		45	25	30	4.0	2.0Ø	5.0	80	160	2.7	.02		A
2N2156A	.50Ø	170Ø♦	J	30		45	25	30	4.0	2.0Ø	5.0	80	160	2.7	.02		A
2N2157	.50	170Ø♦	J	30		60	30	45	4.0	2.0Ø	5.0	80	160	2.7	.02		A
2N2157A	.50	170Ø♦	J	30		60	30	45	4.0	2.0Ø	5.0	80	160	2.7	.02		A
2N2158	.50	170Ø♦	J	30		75	40	60	4.0	2.0Ø	5.0	80	160	2.7	.02		A
2N2158A	.50	170Ø♦	J	30		75	40	60	4.0	2.0Ø	5.0	80	160	2.7	.02		A
2N2159	.50	170	J	30		90	45	75	4.0	2.0Ø	5.0	80	160	2.7†			A
2N2159A	.50	170	J	30		90	45	90Ø	4.0	2.0Ø	25	15		2.7†			A
2N2357	.50	170Ø♦	J	50		60	2.5	60	5.0	1.5Ø	20	30	90		.018		DAΔ
2N2358	.50	170Ø♦	J	50		80	2.5	80	5.0	1.5Ø	20	30	90		.018		DAΔ
2N2359	.50	170Ø♦	J	50		120	2.5	120	5.0	1.5Ø	20	30	90		.018		DAΔ
2N2490	.50	170Ø♦	J	15		70	40	50	3.0	2.0	5.0	20	40	10	.06	20	AΔ
2N2491	.50	170Ø♦	J	15		60	30	40	3.0	2.0	5.0	35	70	10	.06	20	AΔ
2N2492	.50	170Ø♦	J	15		80	60	65	2.0	2.0	5.0	25	50	10	.04	20	AΔ
2N2493	.50	170Ø♦	J	15		100	80	75	3.0	2.0	5.0	25	50	10	.04	20	AΔ
2N2728	.50	170Ø♦	J	50		15	15	5.0	20	2.0	20	40	130		2m	7.0	AΔ
2N2730	.50	170Ø♦	J	65	10	80	30	60	5.0	2.0Ø	65	15		340§	7m	10	A
2N2731	.50	170Ø♦	J	65	10	60	30	45	5.0	2.0Ø	65	15		340§	7m	10	A
2N2732	.50	170Ø♦	J	65	10	40	20	30	5.0	2.0Ø	65	15		340§	7m	10	A
2N2793	.50	170Ø♦	A	60	10	75	40	60		2.0Ø	15	50	100	2.0Δ			
2N3146	.50	1.8#	C	15	3.0	150	60	65Ø	10	1.5Ø	5.0	30	90	200§Δ	.08		A
2N3147	.50	1.8#	C	15	3.0	180	80	75Ø	10	1.5Ø	5.0	30	90	200§Δ	.08		A
2N3311	.50	170Ø♦		5.0	5.0	30	20	20	5.0	2.0Ø	3.0	60	120	1.0Δ			A
2N3312	.50	170Ø♦		5.0	5.0	45	25	30	5.0	2.0Ø	3.0	60	120	1.0Δ			A
2N3313	.50	170Ø♦		5.0	5.0	60	30	40	5.0	2.0Ø	3.0	60	120	1.0Δ			A
2N3314	.50	170Ø♦		5.0	5.0	30	20	20	5.0	2.0Ø	3.0	100	200	1.0Δ			A
2N3315	.50	170Ø♦		5.0	5.0	45	25	30	5.0	2.0Ø	3.0	100	200	1.0Δ			A
2N3316	.50	170Ø♦		5.0	5.0	60	30	40	5.0	2.0Ø	3.0	100	200	1.0Δ			A
AUY10	.50	6.0Ø	J	.70	.70	70		60	.60Ø					60§Δ		.20	AD
MHT1802	.50	170Ø♦	J	65	10	80	30	60	5.0	2.0Ø	65	15		250§	7m	40	A

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI DI POTENZA PNP AL GERMANIO

disposti in ordine della massima resistenza termica decrescente

TIPO	MAX. RESISTENZA TERMICA Giunzione-involucro θ_{jc} (°C/W)	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25°C P_c (W) / TEMPERATURA MASSIMA	VALORI LIMITE 25 °C: I_C Ø-I_E (A)	I_B Ø-I_E (A)	BV_{CBO} (V)	BV_{EBO} (V)	BV_{CEO} ØBV_{CES} §-BV_{CER} (V)	I_{CBO} MAX. con V_{CB} max. a 25 °C (mA)	h_{FE} †-h_{fe} POLARIZZAZIONE: V_{CB} Ø-V_{CE} (V)	I_C Ø-I_B Δ-I_E (A)	MIN. Ø-TIP	MAX. Ø-TIP	$f_{\alpha e}$ †-$f_{\alpha b}$ (kHz)	MAX. RESISTENZA SATURAZIONE (Ω)	t_r Ø-t_d+t_r §-t_s #-t_f (μsec.)	STRUTTURA
MHT1803	.50	170Ø♦J	65	10	60	30	45	5.0	2.0Ø	65	15		250§	7m	40	A
MHT1804	.50	170Ø♦J	65	10	40	20	30	5.0	2.0Ø	65	15		250§	7m	40	A
MHT1808	.50	170Ø♦J	60	10	80	30	60	5.0	2.0Ø	50	15		340§	7m	10	A
MHT1809	.50	170Ø♦J	60	10	60	30	45	5.0	2.0Ø	50	15		340§	7m	10	A
MHT1810	.50	170Ø♦J	60	10	40	20	30	5.0	2.0Ø	50	15		340§	7m	.10	A
MP500	.50	170Ø♦J	60		45	25	30	4.0	2.0	15	30	60	3.6	.01		A
MP500A	.50	170Ø♦J	60		45	25	30	4.0	2.0	15	30	60	3.6	.01		A
MP501	.50	170Ø♦J	60		60	30	45	4.0	2.0	15	30	60	3.6	.01		A
MP501A	.50	170Ø♦J	60		60	30	45	4.0	2.0	15	30	60	3.6	.01		A
MP502	.50	170Ø♦J	60		75	40	60	4.0	2.0	15	30	60	3.6	.01		A
MP502A	.50	170Ø♦J	60		75	40	60	4.0	2.0	15	30	60	3.6	.01		A
MP504	.50	170Ø♦J	60		45	25	30	4.0	2.0	15	50	100	3.6	.01		A
MP504A	.50	170Ø♦J	60		45	25	30	4.0	2.0	15	50	100	3.6	.01		A
MP505	.50	170Ø♦J	60		60	30	45	4.0	2.0	15	50	100	3.6	.01		A
MP505A	.50	170Ø♦J	60		60	30	45	4.0	2.0	15	50	100	3.6	.01		A
MP506	.50	170Ø♦J	60		75	40	60	4.0	2.0	15	50	100	3.6	.01		A
MP506A	.50	170Ø♦J	60		75	40	60	4.0	2.0	15	50	100	3.6	.01		A
TI3027	.50	150	7.0	3.0	45	20	40§	1.0	2.0	3.0	40	250	200§Δ	.16		A
TI3028	.50	150	7.0	3.0	60	20	50§	1.0	2.0	3.0	40	250	200§Δ	.16		A
TI3029	.50	150	7.0	3.0	80	20	55§	1.0	2.0	3.0	40	250	200§Δ	.16		A
TI3030	.50	150	7.0	3.0	100	20	60§	1.0	2.0	3.0	40	250	200§Δ	.16		A
TI3031	.50	150	7.0	3.0	120	20	65§	1.0	2.0	3.0	40	250	200§Δ	.16		A
2N574	.40	187Ø#J	10	2.0	60	28	55	7.0	2.0Ø	10	9.0	22	100§	.02	20	A
2N574	.40	187Ø#J	10	2.0	60	28	55	7.0	2.0Ø	10	9.0	22	100§	.02	20	A
2N574A	.40	187Ø#J	10	2.0	80	28	60	20	2.0Ø	10	9.0	22	100§	.02	20	A
2N575	.40	187Ø#J	25	3.8	60	28	50	7.0	2.0Ø	25	10		150§	.02	15	AΔ
2N575	.40	187Ø#J	25	3.8	60	28	50	7.0	2.0Ø	25	10		150§	.02	15	AΔ
2N575A	.40	187Ø#J	25	3.8	80	28	55	20	2.0Ø	25	10		150§	.02	15	AΔ
2N1157	.40	187Ø#J	40	6.0	60	28	45	7.0	2.0Ø	40	10		200§	.02	10	AΔ
2N1157A	.40	187Ø#J	40	6.0	80	28	50	20	2.0Ø	40	10		200§	.02	10	AΔ

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI DI POTENZA NPN AL GERMANIO

disposti in ordine della massima resistenza termica decrescente

TIPO	MAX. RESISTENZA TERMICA Giunzione-involucro θ_{jc} (°C/W)	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25°C P_c (W)	TEMPERATURA MASSIMA	VALORI LIMITE 25 °C I_C Ø-I_E (A)	I_B Ø-I_E (A)	BV_{CBO} (V)	BV_{EBO} (V)	BV_{CEO} ØBV_{CES} §-BV_{CER} (V)	I_{CBO} MAX. con V_{CB} max. a 25 °C (mA)	h_{FE} †-h_{fe} POLARIZZAZIONE V_{CB} Ø-V_{CE} (V)	I_C Ø-I_B Δ-I_E (A)	MIN. Ø-TIP.	MAX. Ø-TIP.	fαe †-fαb (kHz)	MAX. RESISTENZA SATURAZIONE (Ω)	t_r Ø-t_d+t_r §-t_s #-t_f (µsec.)	STRUTTURA
2SD191	340Ø	Ø	J	.15		30	12	25	14nØ	1.0Ø	.05	20	130				A
2SD192	340Ø	Ø	J	.15		30	12	25	14nØ	1.0Ø	.05	40	130				A
2SD194	200Ø	Ø	J	.40		32	12	32	14nØ	1.0Ø	.15	40	150				A
2N102/13	12.5	1.0Ø	J	1.5		30	15	30	2.0	1.5Ø	.50	11			2.0		A
2N144/13	12.5	1.0Ø	J	.80		60	30	60	6.0	4.0Ø	.25	11			6.0		A
2N326	8.5	7Ø	#S			35	15	35	.50	1.0Ø	1.0	15	60	150 †Δ	.60		
2N326	8.0Ø	7Ø	#J	2.0		35		35	.30	1.0Ø	1.0	15	60	150 †Δ	1.2		A
2N1218	3.7	20Ø	#C	3.0		45	15	45§	.10	1.5Ø	1.0	30	120	7.0Δ	1.0	1.5	A
2N1292	3.0Ø	25Ø	#J	3.0	.50	35	15	30	1.0	2.0Ø	.50	30		150 †	1.0		A
2N1294	3.0Ø	25Ø	#J	3.0	.50	60	15	45	2.0	2.0Ø	.50	30		150 †	1.0		AΔ
2N1296	3.0Ø	25Ø	#J	3.0	.50	80	15	60Ø	3.0	2.0Ø	.50	30		150 †	1.0		AΔ
2N1321	3.0Ø	25Ø	#J	3.0	.50	35	15	30Ø	1.0	2.0Ø	.50	30	50Ø	150 †	1.0		A
2N1323	3.0Ø	25Ø	#J	3.0	.50	60	15	45Ø	2.0	2.0Ø	.50	30	50Ø	150 †	1.0		A
2N1325	3.0Ø	25Ø	#J	3.0	.50	80	15	60Ø	3.0	2.0Ø	.50	30	50Ø	150 †	1.0		A

PRINCIPI DI FUNZIONAMENTO E DI CALCOLO DEI CONVERTITORI A TRANSISTOR

(Estratto da « Schaltungen mit Halbleiterbauelementen B_1 » della Siemens & Halske)

CONVERTITORI CONTROFASE

I convertitori controfase si compongono sostanzialmente di 2 transistor e di un trasformatore di oscillazione; i transistor lavorano in controfase, cioè mentre uno è in fase di conduzione l'altro è interdetto; ne segue senza pausa, una trasformazione di potenza dalla sorgente di corrente all'utilizzatore.

La tensione alternata ricavata è di forma rettangolare e simmetrica cioè ciascuno dei due transistor è per un egual tempo in conduzione o interdetto. La corrente richiamata dalla batteria è, nel caso ideale, una corrente continua, se la componente ohmica prevale rispetto a quella induttiva.

Riferito ad una metà di un periodo si ha dunque una condizione similare ai convertitori a singolo stadio di passaggio esposti nella Parte II.

La figura 10 mostra lo schema elettrico di un convertitore controfase.

Per il calcolo del convertitore controfase devono essere dati: la tensione di batteria, la potenza di uscita e il campo di impiego. Dato il tipo di impiego viene stabilito se la frequenza di oscillazione deve essere alta o bassa e possibilmente costante. Per la scelta del tipo di transistor è ancora necessario l'accertamento della massima tensione inversa e della punta di corrente di collettore.

A causa della simmetria della tensione rettangolare comparirà al transistor, teoricamente, una tensione inversa che è di grandezza doppia della tensione di batteria, si possono tuttavia, dato la commutazione, sovrapporre piccole punte di tensione, per cui si raccomanda un margine di sicurezza di circa il 20%. La massima tensione inversa sarà:

$$U_{sp} = 2,4\ U_{Batt}.$$

Per ricavare la corrente massima di collettore si deve impostare l'eguaglianza della potenza

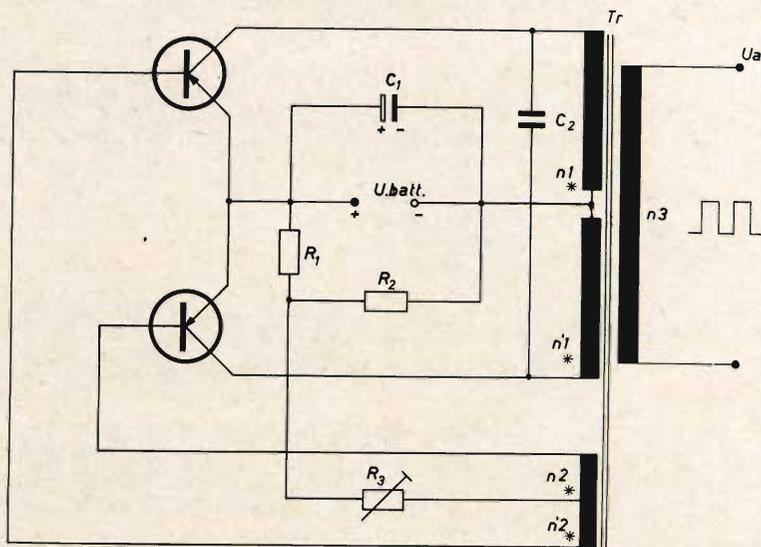
$$I_{Batt} \cdot U_{Batt} \cdot \eta = Na \qquad [3.29]$$

* Punti degli avvolgimenti a egual polarità.

Fig. 10

da cui

$$I_{Batt} = \frac{Na}{U_{Batt} \cdot \eta}$$

Come già menzionato la corrente prelevata si compone di una parte ohmica conseguente alla resistenza di carico riportata sul lato primario e di una parte induttiva, che formano il triangolo delle correnti; la corrente di picco di collettore perciò sarà sempre di qualche cosa maggiore della corrente di batteria:

$$\hat{I} = 1{,}2\ I_{Batt} \qquad [3.30]$$

Nella scelta del trasformatore di oscillazione gioca un grande ruolo la frequenza, se il convertitore deve servire come riserva della tensione di rete, la frequenza di oscillazione dovrà essere di 50 Hz.

Per la generazione di queste basse frequenze di oscillazione, data la grande induttanza necessaria vengono impiegati trasformatori senza traferro; la grandezza del trasformatore è determinata dalla sua potenza dissipata e si può, come per i trasformatori di rete, tener valida la formula approssimativa per la sezione del ferro:

$$q = \sqrt{Na} \qquad q \text{ in cm}^2 - N \text{ in Watt.}$$

Se viene scelta una frequenza di oscillazione più elevata, si possono impiegare ancora sino a una frequenza di 100 Hz, nuclei a lamierino senza traferro; per frequenze di'oscillazione più elevate, sino a 500 Hz, si devono usare nuclei a lamierino di ferro con traferro; il traferro è necessario, poiché, con riguardo alle perdite nel ferro del trasformatore, non può essere usato fino alla saturazione.

La disinserzione del transistor viene raggiunta senza l'aiuto della saturazione del ferro ma con la saturazione del collettore.

Per esempio, la massima induzione per una frequenza di oscillazione di 500 Hz, non dovrà essere maggiore di 4000 Gauss.

Se la scelta della frequenza di oscillazione è libera, conviene scegliere frequenze elevate e impiegare nuclei in ferrite, in modo che le dimensioni del convertitore siano più piccole possibili.

L'alta frequenza ammissibile nell'impiego con trasformatori in ferrite è in generale determinata dalle caratteristiche del transistor.

A causa della potenza perduta durante il tempo di commutazione non possono avvenire, nell'unità di tempo, numerose commutazioni; si raccomanda perciò di scegliere una frequenza di oscillazione che non superi la frequenza limite del transistor a inserzione a emettitore comune.

Per la determinazione della sezione del nucleo dei trasformatori per frequenze più elevate è da usare la formula [3.20] come per i convertitore a fase di passaggio (vedi Parte II).

Il calcolo della induttanza primaria è diverso per trasformatori con traferro e senza traferro.

I trasformatori con traferro non vengono usati sino alla saturazione e l'induttanza L dell'avvolgimento è perciò costante; per questo il calcolo viene semplificato; la formula generale per tensioni simmetriche rettangolari è:

$$U = 4 \cdot f \cdot q \cdot \hat{B} \cdot 10^{-8} = B_{Batt} \quad [3.31]$$

La tensione U è qui eguale alla tensione di batteria U_{Batt}; se poniamo nell'eguaglianza [3.31]

$$\hat{B} = \frac{\mu \cdot \hat{I}_L \cdot n}{l} \quad [3.32]$$

e

$$L = \frac{n^2 \cdot \mu \cdot q}{l} \quad [3.33]$$

si ricava:

$$U = 4 \cdot L \cdot f \cdot \hat{I}_L \cdot 10^{-8}$$

$$[3.34]$$

$$L_1 = \frac{U_{Batt}}{4 f \cdot \hat{I}_L} \cdot 10^8$$

La corrente $\hat{I}_L$ è il valore picco della corrente di magnetizzazione e non deve essere uguale alla corrente picco di collettore e rispettivamente alla corrente di batteria.

Per il calcolo del trasformatore con traferro vale, come valore pratico, il rapporto:

$$\hat{I}_L = 1 \div 2 \; I_{Batt} \quad [3.35]$$

Il numero delle spire primarie n1 può, nello stesso modo, essere calcolato come i convertitori a singolo stadio di blocco:

$$L_1 = A_L \, n_1^2 \text{ (vedi Parte I)} \quad [3.12]$$

Nei convertitori senza traferro, a causa dell'uso sino alla saturazione, l'induttanza L di un avvolgimento non può essere considerata costante, la massima induzione $\hat{B}$ in caso di autooscillazione non può più venire scelta liberamente, essa è determinata dal materiale impiegato del nucleo; per lamierini al silicio Din Bl. IV ammonta da 10 ÷ 14 K Gauss, per nuclei in ferrite da 3.000 ÷ 4.000 Gauss.

Il numero di spire del primario n1 viene ricavato dalla equazione di trasformazione [3.31].

La frequenza di oscillazione dei convertitori, nei quali vengono usati trasformatori senza traferro, dunque con impiego fino alla saturazione, è in larga misura indipendente dalle variazioni del carico, ma direttamente dipendente dalle variazioni della tensione di batteria.

Il rapporto di trasformazione primario-secondario viene determinato come per i trasformatori di rete.

L'avvolgimento di reazione deve essere impostato in modo che la tensione di reazione ammonti a 1,5 ÷ 2,5 V.

La potenza di comando necessaria per il mantenimento delle oscillazioni è dipendente dall'amplificazione del transistor e affinché la dispersione dell'amplificazione venga limitata, si inserisce nel circuito di reazione una resistenza variabile R3, con l'aiuto della quale può venire fissata la necessaria corrente di cresta ;la resistenza R3 deve al massimo essere di valore tale che ai suoi capi cada una tensione circa eguale a quella necessaria per la saturazione del transistor.

Il partitore di tensione, costituito dalle resistenze R1 e R2 serve come aiuto all'avviamento e forma un innesco automatico delle oscillazioni.

La tensione di polarizzazione, tra base e emettitore, deve essere di 0,1 ÷ 0,2 V.

Se il convertitore deve funzionare anche per temperature molto basse si devono talvolta scegliere anche più alte tensioni di polarizzazione.

Si deve poi ancora badare che in caso di corto circuito i transistori non vengano sovraccaricati.

Nel caso di corto circuito all'uscita si interrompe l'oscillazione e al transistor permane una potenza di dissipazione che è uguale al prodotto della tensione di batteria e della corrente di collettore, che a causa della tensione di polarizzazione scorre sulla base.

Il condensatore C1 deve aiutare ad evitare alte punte di tensione di commutazione che si presentano specialmente in impiego a vuoto o con carico induttivo e che possono provocare la distruzione dei transistori.

Il condensatore viene scelto di valore tale che l'energia di carica sia circa uguale all'energia che il convertitore durante un mezzo periodo ricava dalla batteria:

$$I_{Batt} \cdot U_{Batt} \cdot \frac{1}{2f} = \qquad [3.36]$$

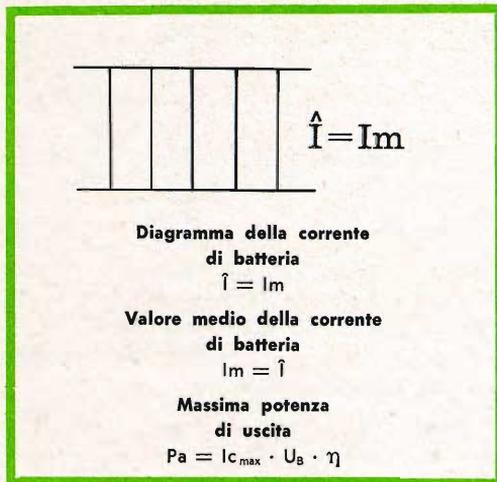
$$= \frac{U^2_{Batt} \cdot C_1}{2}$$

$$C_1 = \frac{I_{Batt}}{U_{Batt} \cdot f}$$

Il condensatore C2 deve variare il comportamento del transistor durante la commutazione in modo che la maggiore potenza dissipata di punta non superi il valore ammissibile, il valore di questo condensatore può venire accertato solo empiricamente.

Saranno osservate perciò, nel miglior modo possibile, le curve di commutazione del transistor all'oscillografo, applicando la tensione collettore-emettitore del transistor sulla deviazione orizzontale e una tensione alla deviazione verticale proporzionale alla corrente di collettore.

Per il comportamento in esercizio dei convertitori controfase valgono le stesse curve caratteristiche pubblicate in fig. 8 per i convertitori a singolo stadio di passaggio (vedi Parte II).

Diagramma della corrente di batteria
$\hat{I} = Im$
Valore medio della corrente di batteria
$Im = \hat{I}$
Massima potenza di uscita
$Pa = Ic_{max} \cdot U_B \cdot \eta$

Nella tabella seguente sono riportati i dati costruttivi relativi a convertitori controfase a frequenza di 50 Hz, per varie tensioni di batteria e potenze di uscita; lo schema elettrico relativo è illustrato in figura 11.

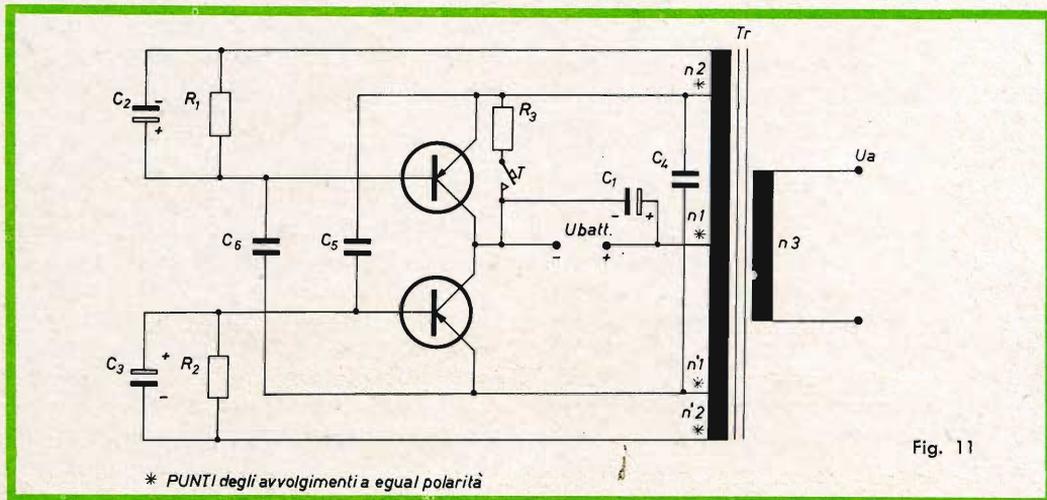



Fig. 11

CONVERTITORI CONTROFASE secondo schema fig. 11
Frequenza 50 Hz

U_{Batt} V	Na W	I_{Batt} A	Ua V	η %	Transistor	Trasformatore △	n_1 n_1' spire	d_1 d_1' Ø mm	n_2 n_2' spire	d_2 d_2' Ø mm	n_3 spire	d_3 Ø mm	R_1 Ω	R_2 Ω	R_3 Ω	C_1 μF	C_2 μF	C_3 μF	C_4 μF	C_5 μF	C_6 μF	Prescrizioni
6	10	2,4	220	68	AD 130	M 55	65	0,8	30	0,5	3000	0,15	5	5	50	50						
6	20	4,3	220	79	AD 133	M 65	40	1,2	17	0,5	1700	0,24	5	5	50	100						
6	50	12	220	70	AD 133	M 85	22	1,7	12	0,5	1050	0,4	1	1	50	500						
12	10	1,2	220	72	AD 130	M 55	130	0,55	30	0,5	2800	0,14	5	5	50	50						
12	20	2	220	81	AD 130	M 65	80	0,85	18	0,5	1600	0,24	5	5	50	100						
12	50	5,1	220	82	AD 133	M 85	44	1,3	8	0,5	900	0,4	5	5	50	500						
12	100	10,4	220	80	AD 133	M 102	28	1,8	7	1	590	0,6	2	2	70	500						
24	10	0,55	220	75	AD 131	M 55	260	0,37	30	0,5	2770	0,15	5	5	120	50						
24	20	1	220	81	AD 131	M 65	160	0,6	15	0,5	1600	0,24	5	5	120	100			4 *			
24	50	2,5	220	83	AD 131	M 74	100	0,9	15	0,6	1000	0,37	5	5	120	500						
24	100	5	220	82	AUY 22	M 102	85	1,2	7	0,6	860	0,5	5	5	120	500	500	500		4 *	4 *	
24	150	8	220	78	AUY 22	M 102	58	1,5	25	0,65	800	0,5	10	10	100	500						

Prescrizioni:

* Usare condensatori non elettronici

△ Lamierini spessore 0,35 mm, senza traferro, montati in senso alternato

M = tipo a mantello; il numero che segue indica la misura del lato in mm

Le spire:
$n_1 = n_1'$
$n_2 = n_2'$
devono essere avvolte bifilari

Come sí rileva dallo stesso i collettori dei due transistor sono collegati fra loro e possono essere messi a massa; i due transistor possono essere montati non isolati.

Lo schema prevede l'avviamento azionato da un pulsante T, questo sistema agisce come una valvola elettronica poiché in caso di sovraccarico o corto circuito sul carico l'oscillazione automaticamente si interrompe.

Altra frequenza usata per i convertitori controfase è 500 Hz di cui diamo, nella tabella seguente, i dati costruttivi; a questa frequenza il trasformatore risulta di minor ingombro ma la potenza perduta ai transistor è maggiore.

Lo schema elettrico relativo è illustrato in fig. 12; in esso l'avviamento dell'oscillazione è automatico.

I transistor, dato che hanno il collettore elettricamente collegato alla custodia, devono essere montati isolati fra loro.

Nei casi in cui la tensione di uscita del convertitore deve venire raddrizzata, e in questo caso si può classificare il convertitore come un variatore di corrente continua, avremo un consumo per il livellamento della tensione tanto minore quanto più elevata sarà la frequenza di oscillazione usata.

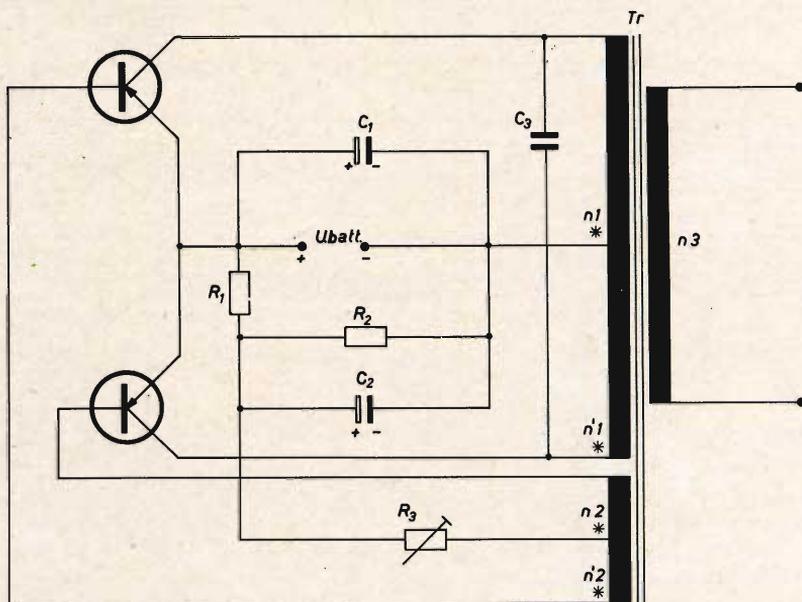
Nella tabella a pag. 158 sono dati i valori costruttivi per detti convertitori per una frequenza di oscillazione da 1,5 a 6 kHz; per questi convertitori devono venire usati trasformatori con nucleo in ferrite e si possono raggiungere ancora buoni rendimenti. Lo schema elettrico relativo è illustrato in fig. 13.

* Punti degli avvolgimenti a egual polarità.

Fig. 12

CONVERTITORI CONTROFASE secondo schema di fig. 12
Frequenza di oscillazione 500 Hz

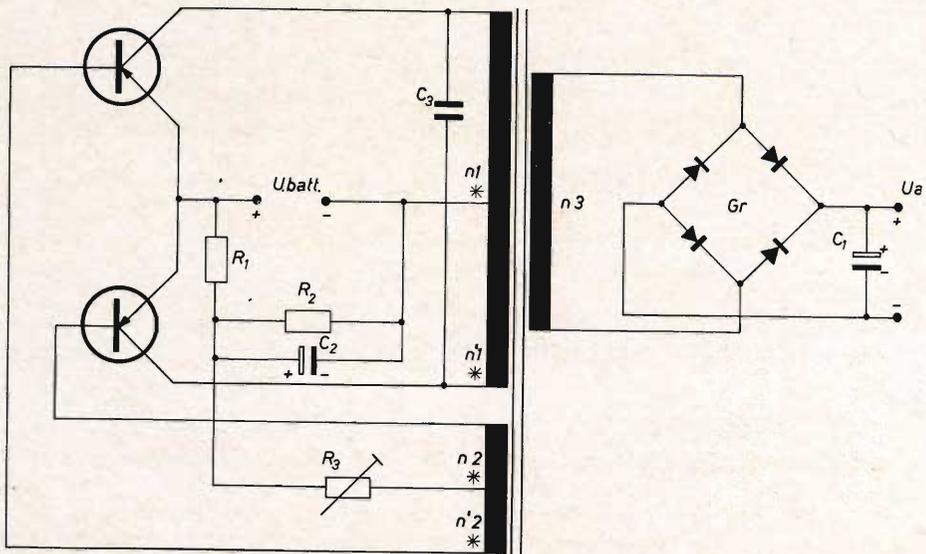
U_{Batt} V	Na W	I_{Batt} A	Ua V	η %	$\hat{I}_c$ A	Transistor	Trasformatore △	n_1 n_1' spire	d_1 d_1' Ø mm	n_2 n_2' spire	d_2 d_2' Ø mm	n_3 spire	d_3 Ø mm	R_1 Ω	R_2 kΩ	R_3 Ω	C_1 μF	C_2 μF	C_3 * μF	Prescrizioni
6	5	1,15	220	71	2	AD 148	M 42	65	0,65	22	0,3	2780	0,10	2	5	0 ÷ 25	25	50		* Usare condensatori non elettrolitici
6	25	5,6	220	75	9	AD 133	M 55	24	1,2	10	0,4	980	0,26	2	5	0 ÷ 5	50	50		△ Usare lamierini spessore 0,35 mm con traferro 0,5 mm montati nello stesso senso
12	2	0,25	220	66	0,4	AC 153	M 42	275	0,28	50	0,2	6000	0,07	5	0,6	0 ÷ 25	25			M = lamierino a mantello, il numero che segue indica la misura del lato in mm
12	10	1,15	220	73	2,5	AD 148	M 55	56	0,85	12	0,4	1100	0,25	2	0,25	0 ÷ 10	50			Le spire: $n_1 = n_1'$ $n_2 = n_2'$ devono essere avvolte bifilari
12	50	5,2	220	80	8	AD 133	M 65	30	1,3	5	0,4	585	0,43	2	0,25	0 ÷ 5	100			
24	5	0,29	220	73	0,55	AD 131	M 42	276	0,3	22	0,2	2850	0,11	5	1,2	0 ÷ 50	25		0,25	
24	25	1,25	220	80	2,5	AD 131	M 55	96	0,65	10	0,4	950	0,26	2	0,6	0 ÷ 5	50		0,5	
24	50	2,6	220	81	4	AD 131	M 65	60	0,95	15	0,4	580	0,43	2	0,5	0 ÷ 5	100		0,5	

* Punti degli avvolgimenti a egual polarità.

Fig. 13

I simboli usati nelle tabelle hanno i seguenti significati:

U_{Batt} = tensione di batteria

Na = potenza di uscita

I_{Batt} = corrente di batteria

Ua = tensione di uscita

η = rendimento

f = frequenza di oscillazione

n = numero spire

d = diametro del filo di rame laccato

$\hat{I}_c$ = Corrente di punta di collettore

Gr = raddrizzatore a ponte

R = resistenze

C = condensatori.

Nei convertitori controfase i due transistor devono essere scelti dello stesso gruppo di fattore di amplificazione.

Gli schemi elettrici dei convertitori controfase sinora esposti possono essere considerati tipi normalizzati; naturalmente essi possono subire varianti, fermo restando il principio base del funzionamento, per particolari esigenze e prestazioni come per esempio:

Grandi potenze di uscita — qualche centinaio di W — mediante collegamento di transistor in parallelo.

Elevate tensioni di uscita — qualche migliaio di V.

Elevate tensioni di batteria — sul centinaio di V — mediante collegamento di transistor in serie.

Forma d'onda, particolarmente sinusoidale.

Stabilità della frequenza di oscillazione.

Carichi multipli allacciati al secondario, ecc.

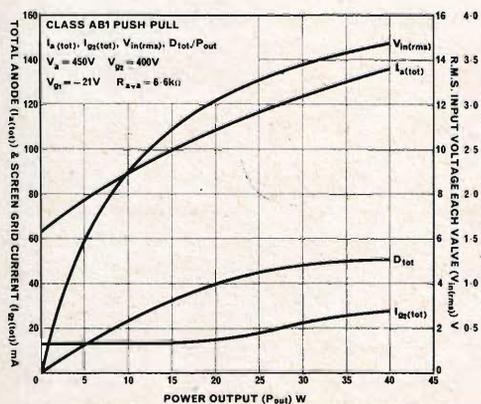
Esporremo pertanto alcuni tipi particolari di detti convertitori controfase.

Electronic Equipment News May 1966 10 x 7
Electronic Engineering March 10 x 7

40W-Audio

push pull operation

B 9D (magnoval) Base

Un nuovo pentodo audio ad alta sensibilità ad elevata potenza di uscita e bassa distorsione

Il nuovo pentodo di potenza BRIMAR EL 506 ha uno zoccolo magnoval studiato per amplificatori audio.

Due valvole di questo tipo in controfase danno un'uscita di 40 W con le seguenti caratteristiche:

1. Distorsione senza controreazione e con polarizzazione fissa dell'1,25%.
2. Corrente di filamento richiesta da ciascun pentodo = 0,8 A.
3. 30 Veff di eccitazione, grazie all'elevata sensibilità di potenza.

Queste caratteristiche interessano tutti i progetti di amplificatori HI-FI controreazionati ed i radioamatori per la costruzione di modulatori compatti con microfono a carbone.

TA3245

Per ulteriori dettagli tecnici, scrivere a:
Thorn-AEI Radio Valves & Tubes Limited
7 Soho Square, London W1. Tel: GERrard 5233

VARIATORI DI CORRENTE CONTINUA per frequenze elevate - schema di fig. 13

U_{Batt} V	Na W	I_{Batt} A	Ua V	η %	f kHz	$\hat{I}_c$ A	Transistor	Trasformatore con nucleo ferrite A 0000	n_1 n_1' spire	d_1 d_1' Ø mm	n_2 n_2' spire	d_2 d_2' Ø mm	n_3 spire	d_3 Ø mm	Raddrizzatore Gr	R_1 Ω	R_2 kΩ	R_3 Ω	C_1 μF	C_2 μF	C_3 * μF
6	5	1,15	220	74	6	1,3	AD 148	B65561-R026	17	0,5	5	0,2	730	0,1	B 250 C 75	5	4	0 ÷ 50	4	50	
6	10	2,35	220	70	5,8	2,5	AD 148	B65561-R026	17	0,5	6	0,2	720	0,1	B 250 C 75	5	4	0 ÷ 50	4	50	
6	25	5,5	220	76	5	6	AD 133	B65581-R026	7	1	3	0,4	280	0,24	B 250 C 125	5	4	0 ÷ 25	4	50	
12	5	0,55	220	76	6	0,8	AD 148	B65561-R026	35	0,35	4	0,2	700	0,1	B 250 C 75	5	0,25	0 ÷ 50	4		
12	10	1,12	220	74	5,8	1,3	AD 148	B65561-R026	35	0,35	5	0,2	730	0,1	B 250 C 75	5	0,25	0 ÷ 50	4		
12	25	2,85	220	73	5	3	AD 130	B65581-R026	15	0,7	3	0,4	320	0,22	B 250 C 125	5	0,25	0 ÷ 25	4		
12	50	5,2	220	80	2	5,5	AD 133	B65241-R026	19	1,2	4	0,5	390	0,26	B 250 C 250	5	0,25	0 ÷ 25	8		
24	5	0,28	220	75	6	0,4	AD 131	B65561-R026	70	0,24	4	0,2	670	0,1	B 250 C 75	5	0,5	0 ÷ 50	4		0,25
24	10	0,55	220	75	5,8	0,7	AD 131	B65561-R026	70	0,24	4	0,2	675	0,1	B 250 C 75	5	0,5	0 ÷ 50	4		0,5
24	25	1,3	220	80	5	1,5	AD 131	B65581-R026	30	0,48	3	0,4	290	0,24	B 250 C 125	5	0,5	0 ÷ 25	4		0,5
24	5C	2,6	220	80	2	3	AD 131	B65241-R026	38	0,9	4	0,5	375	0,26	B 250 C 250	5	0,5	0 ÷ 25	8		0,5
24	100	4,8	220	88	1,5	5,5	AUY 22	B66251-R026	28	1,2	3	0,5	270	0,58	2 x B 250 C 250	5	0,5	0 ÷ 25	8		0,5

Prescrizioni

Le spire $n_1 = n_1'$ e $n_2 = n_2'$ devono essere avvolte bifilari.
* Usare condensatori non elettrici.

MOTORINI IN C.C. PER GIRADISCHI E MANGIADISCHI

a cura di L. V.

Si descrivono le caratteristiche, gli accorgimenti necessari, per la manutenzione e, per il buon funzionamento di questi motorini che ormai hanno preso largo piede anche in Italia.

I mangiadischi sono oggi popolari anche da noi in Italia e già molte Case presentano modelli interessanti e dal funzionamento ineccepibile. E poichè questi apparecchi sono sul mercato ormai da qualche tempo si sarà presentata certamente l'occasione per il radioriparatore di dover intervenire su di essi che spesso sono assoggettati ad un impiego non sempre ortodosso in mano di ragazzi e nelle situazioni ambientali più diverse (auto, campeggio, gite ecc.).

Il cuore del mangiadischi è costituito dal motore a batteria: la parte meccanica è di per se abbastanza robusta ed il circuito amplificatore a transistori usa componenti tradizionali di facile reperibilità.
Attualmente, le quasi totalità dei mangiadischi costruiti in Italia usa un unico tipo di motore rivenduto dalla G.B.C. ITALIANA.

Le note di servizio che seguono si riferiscono appunto a questo motore che il riparatore potrà da oggi trovare presso tutte le sedi G.B.C. e che, nelle differenti versioni, è adottato sui mangiadischi delle Case IRRADIO - GELOSO - WILSON - TRL - BC.
La straordinaria sicurezza di funzionamento di questo motorino è il risultato di una pluriennale esperienza nelle lavorazioni di meccanica di precisione.

FUNZIONAMENTO E COSTRUZIONE

Il motore LB65 è del tipo a tre poli con collettore a spazzole e doppio regolatore centrifugo della velocità. Il motore, ultrasilenzioso, gira su bronzine autolubrificanti. Esso viene bilanciato dinamicamente in fabbrica, con la massima accuratezza. La carcassa del motore è in materiale termoplastico e in essa sono annegate le boccole di fissaggio per le viti. L'alimentazione può essere compresa tra 4 e 12 V. c.c. A richiesta il campo di tensione può essere previsto per 9-18 V c.c.

La velocità di rotazione del motore è di 2000 giri al minuto. Per la sua elevata precisione costruttiva esso non richiede particolare manutenzione a parte la sostituzione delle spazzole dopo circa 2000 ore di impiego. Affinché la velocità del motore

resti costante dopo la sostituzione delle spazzole si consiglia un breve rodaggio a vuoto.

Il motore, che può funzionare nei due sensi, assorbe una potenza massima di 0,25 W, con un assorbimento massimo di 250 mA e minimo di 50 mA.

La velocità di rotazione si mantiene costante su 2000 giri/minuto per variazioni di tensione comprese tra 4 e 12 V.

La Fig. 1 mostra le quote di ingombro del motore nelle sue tre differenti versioni. In Fig. 2 e 3 sono riportate le caratteristiche elettriche più importanti.

Fig. 1

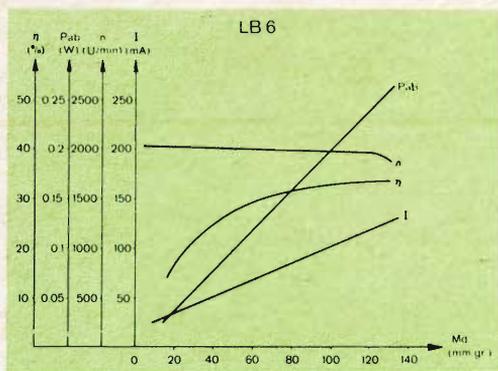
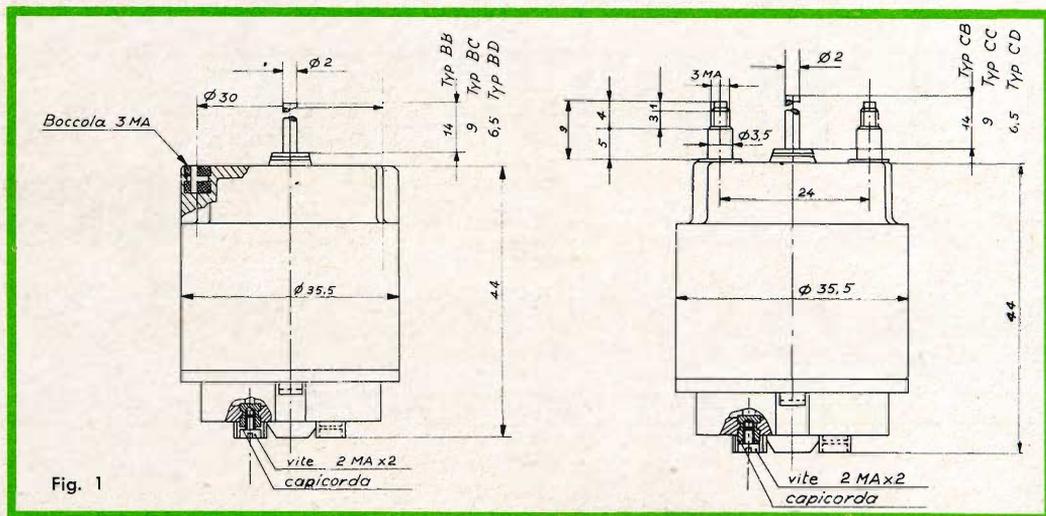



Fig. 2

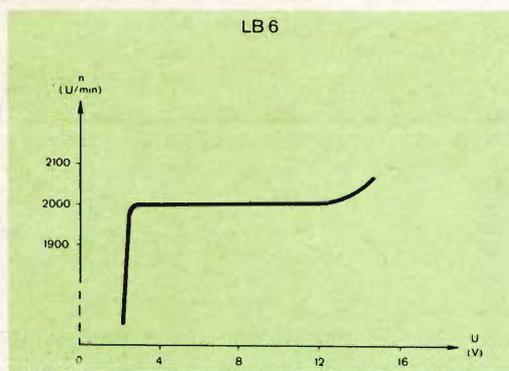



Fig. 3

N. G.B.C.	Sigla Originale	Adattato da	Perno	Fissaggio
R/134	B-B	Fonmusik Garis-SNT	14 mm	Interno
R/134-2	C-C	Irradio Europhon	9 mm	Esterno
R/134-4	C-B	Irradio Wilson	14 mm	Esterno
R/134-6	B-C	Nuova-Faro TRL	9 mm	Interno

PANORA
RADIOFO

a cura di Piero Soati

SVEZIA (Sverige)

Amministrazione: Sverige Radio, Radiohuset Oxenstiernsgaten 2, Stockholm.
Ibra Radio AB, P. B. 821 Stockholm.

ONDE MEDIE (kHz): Luleaa **182**; Motala **191**; Sundsvall **593**; Oestersund **719**; Stockholm; Malmberget **773**; Goeteborg **980**; Hoerby **1178**; Falun **1223**; Goeteborg, Stockholm, Varberg, Boraas, Halmstad, Hudiksvall, Karlstad, Kiruna, Ludvika, Luleaa, Malmberget, Mariestad, Oernskoeldsvisk, Piteaa, Soederhamn, Sundsvall Uddevalla, Vaenersborg, Vaestervik **1394**; Joenkoeping, Trollhaettan, Vaesteraas, Haelsingborg, Hudiksvall, Karlskrona, Umeaa, Gaevle, Visby, Kristinehamn, Falkenberg, Saeffle, **1448**; Porjus **1529**; Boraas, Halmstad, Kalmar, Malmoe, Uppsala, Varberg, Karlstad, Norrkoeping, Oernskoeldsvisk, Eskilstuna, Kiruna, Oerebro, Uddevalla, Soederhamn **1562**; Joenkoping, Boden, Kristinenhamn, Saeffle, Trollhaettan, Umeaa, Porjus **1594**.

ONDE CORTE (kHz): 5970, **5990**, 6035, **6065**, **6095**, 7230, **7270**, **9620**, 9705, **9765**, **11705**, **11805**, 11810, 11915, 11935, **15195**, **15240**, 15315, 15420, **15445**, **17845** (sottolineate le frequenze usate più comunemente).

Non effettua notiziario in lingua italiana ma notiziari in francese e inglese.

STAZIONI FM (MHz): Storuman, Karesuando, Tirnetraesk, Visby 87.6; Halmstad 87.7; Oerebro, Oestersund, Pajala, Malmoe 87.9; Vislanda, Bjorkliden, Idre 88.0; Gaevle 88.1; Gaellivaere, Vaestervik 88.3; Bollnaes 88.4; Vaennaes, Boraas 88.5; Hoerby, Sysslebaeck 88.8; Skoevdke, Gaeddede, Taernaby 88.9; Kiruna, Karlskrona 89.1; Gaeteberg, Arvidsjanur, Borlaenge 89.4; Haelsingoborg 89.5; Naessjde, Funaesdalen, Storsalen 89.6; Tasjde 89.8; Uddevalla, Idre, Vietas 89.9; Norrkoeping, Karesuando 90.0; Uppsala 90.3; Varberg 90.4; Boden, Sveg, Vislanda 90.6; Vaesterass, Vassijuare 90.7; Oernskoeldsvik, Laisvall 90.8; Sunne, Sitevare 90.9; Motala 91.1; Halstad, Storuman 91.3; Haparanda 91.3; Oerebro, Oestersund 91.5; Stroemstad 91.6; Bollnaes, Vaestervik 91.8; Naessjoe, Vaennaes 92.1; Mora 92.2; Stordalen 92.3; Hoerby, Stockholm 92.4; Sysslebaeck 92.5-; Baeckefors, Kiruna, Sundsvall 92.7; Enafors 92.8; Funaesdalen 92.85; Lycksele 92.9; Borlaenge, Emmaboda, Pajala 93.0; Uddevalla 93.1; Aange 93.2; Malmoe, Uppsala 93.3; Norrkoeping, Sollefteaa 93.5; Haparanda, Varberg 93.6; Seitevare 93.7; Skellefteaa, Motala 93.8; Bjoerklinden, Vietas 93.9; Oestersund 94.0; Visby 94.1; Arvidsjaur 94.2; Stroemstad 94.3; Oernskoeldsvik 94.4; Boden, Sunne 94.5; Boraas 94.6; Tasjde, Vislanda 94.7; Gaellibare, Sveg 94.9; Karlskrona 95.0; Skoevde, Laisvall, Vassijaure 95.1; Halmstad, Lycksele 95.4; Aange 95.6; Vaesteraas, Haelsingborg, Taernaby 95.7; Vaennaes 95.8; Bollnaes, Vaestervik 96.0; Enafors, Gaeddede 96.2; Goetoborg, Skellefteaa 96.3; Kiruna

AMA
NICO

96.4; Stockholm 96.6; Emmaboda, Mora 96.7; Baeckfors 96.8; Sundsvall 96.9; Hoerby 97.0; Arvidsjaur 97.1; Visby, Uddeval 97.2; Gaevle 97.4; Skoevde 97.5; Borlaenge 97.7; Karlskrona 97.7; Oernskoeldsvik 97.8; Boraas 97.9; Vaesteraas, Malmoe, Tornetraesk 98.0; Sollefteaa 98.1; Sunne 98.45; Gaellivare 98.5; Haelsingborg 98.65; Norrkoeping 98.7; Naessjde 99.0; Baeckfors 99.1; Sundsvall 99.2; Stockolm 99.3; Boden, Goeteborg 99.4; Oerebro 99.55; Aange 99.6; Emmaboda 99.75; Gaevle 99.8; Skellefteaa 99.9.

STAZIONI TELEVISIVE (MHz): 625 linee 7 MHz (2 = **48,25-53,75**; 3 = **55,25-60,75**; 4 = **62,25-67,75**; 5 = **175,25-180,75**; 6 = = **182,25 - 187,75**; 7 = **189,25 - 194,75**; 8 = **196,25-201,75**; 9 = **203,25-208,75**; 10 = **210,25-215,75**; 11 = **217,25-222,75**; 12 = **224,25-229,75**). Oerebro, Vaennaes, Uddevalla, Svinesund, Hassela, **2**; Skoevde, Sveg, Karlsham, Liden, Vassijaure, Bograngen, Vietas **3**; Boden, Oestersund, Stockholm, Hoeljes, Kisa, Loffstrand, Muodoslompolo, Svaerdsjoe, Tornetraesk, Porjus **4**; Arvidsjaur, Norrkoeping, Sundsvall, Vislanda, Karlstad, Frederiksberg, Kungshamm, Malung, Stroemstad, Falun, Oaskarshamn, Satisjaure, Taennaes **5**; Bollnaes, Kiruna, Vaestervik, Skeleftea, Boraas, Ornskoeldsvik, Uppsala, Gaeddede, Grebbstad, Taernaby, Transtrand, Kallroer, Taendalen, Sledjbacken **6**; Halmstad, Pajala, Sollefteaa, Sunne, Motala, Trolhaettan, Laisvall, Saerna, Seitevare, Stordalen, Virserum, Moelndal, Taberg, Trelleborg, Jokkmok, Laangaa, Nolby, Ronneby **7**; Baechfors, Emmaboda, Haparanda, Lycksele, Aange, Mora, Vaestereaas, Anderstorp, Enafors, Joengkkoeping, Mjaellom, Tranas, Hemavan **8**; Gaellivare, Gaevle, Goeteborg, Taasjoe, Visby, Karlskrona, Haelsingborg, Lingkoeping, Arjeplog, Bjoerkliden, Haernoesand, Hultsfred, Kaelarne, Koepmanholmen, Torpshammar, Filpstad, **9**; Borlaenge, Storuman, Malmoe, Varberg, Are, Funaesdalen, Hudiksvall, Idre, Karesuando, Kramfors, Moliden, Oesthammar, Oeverkalix, Ragunda, Sollefteaa-Hallsta, Sysselbaeck, Naessjoe, Aelvdalsklitten, Stoede, Storlien, Vitsand **10**; Limedsforsen, Stekenjokk **11**; Hoerby **43** (646-654).

Ibra Radio dispone di alcuni trasmettitori ad onde corte e medie a carattere religioso in varie località del mondo che saranno segnalati nelle schede relative ai singoli paesi interessati.

SVIZZERA (Schweiz - Suisse)

Amministrazione: Société Suisse de Radiodiffusion et télévision SSR, Giacomettistrasse 1, Berne 16.

Schweiz Television, 26 Kreuzstrasse Zurich; Boulevard Carl Vogt Ginevra; Lugano - Besso.

STAZIONI ONDA MEDIA (kHz): Beromuenster **529**; Monte Ceneri **557**; Sottens **764**; Saviese **1367**; Geissholz, Basel, Chur, Sool **1562**.

ONDA CORTA (kHz): 3985, 6120, 6165, 7110 (**7210**, Croce Rossa Internazionale), 9535, 9595, 9665, 9695, 11715, 11725, 11775, 11855, 11865, 11880, 15160, 15255, 15305, 15395, 15430, 17830, 17845, 21520.

Notiziari lingua italiana su onde corte (Tempo Medio ora Centrale): 0715-0725: 3985, 6165, 9535, 15305, 15430. 0815-0830: 3985, 6165, 9535, 15305, 15430 (solo la domenica mentre l'emissione delle 0715-0725 viene effettuata dal lunedì al sabato). 1145-1230: 3985, 6165, 9535,

15305 (solo domenica); 1300-1315: 3985, 6165, 9335, 15305 (giovedì e sabato). 1315-1330: 3985, 6165, 9535, 15305. 1330-1400: 3985, 6165, 9535, 15305 (mercoledì e sabato). 1830-1900: 3985, 6165, 9535, 15305 (mercoledì e sabato). 2000-2230: 3985, 6165, 9535, 15305 relé con Monte Ceneri ad onda media (lunedì e venerdì). 2300-2330: 3985, 6165, 9535, 15305.

Trasmissioni sperimentali della Croce Rossa Internazionale su 7210 kHz per il 1966 (ora TMEC): Luglio 4, 6, 8; Settembre 19, 21 e 23; Novembre 21, 23 e 25 dalle ore 0700-0800, 1230-1330; 1600-1700, 2200-2300.

STAZIONI FM (MHz) (sono sottolineate le stazioni che effettuano programmi in lingua italiana): Le Chaux-de-Fonds, Weisshorn, Brusio 87.6; Celerina, Horafluh, Davos 87.9; Geissholz, Leuk Feschel, Bantiger, **Peccia**, Poschiavo, **Airolo** 88.2; **Monte Morello**, Santa Maria 88.8; Gotschnagrat, **Monte Ceneri**, Brig 89.4; **Pizzo Matro** 90.0; Leuk Feschel, Valzeina, Klewenalp 90.3; Sant Chrischona 90.6; Rigi 90.9; La Dole 91.2; **Cardada** 91.3; Hornfluh 91.5; Tarasp, Gurtnellen, **Brusio** 91.5; Buchserberg 91.6; Ladir 91.9; Attinghausen 92.1; Moutier 92.3; **Monte San Salvatore**, Leuk Feschel, Santa Maria 93.0; Bantinger 93.2; Niederhorn 93.6; Brig, Sils I. D., **Poschiavo**, **Peccia** 93.9; Les Ordons 94.2; Uetliberg 94.6; La Dole, **Grono**, Sool, **Airolo**, Weisshorn 94.8; Klewenalp, 95.0; Del, Bantinger, Tarasp 95.1; Attinghausen 95.3; Saentis, Ernen, Geissholz 95.4; Val de Travers 95.5; Ravoire, Davos, Sils I. D. 95.7; Hornfluh, Gurtnellen 96.0; La Chaux-de-Fonds, **Monte Morello** 96.3; Ladir 96.4; Rigi 96.6; Celerina, **Monte Ceneri**, Buchserberg 96.9; Niederhorn, **Cardada** 97.2; Uetliberg 97.5; Gotschnagrat, Leuk Feschel, **Pizzo Matro** 97.8; Del, Nornfluh, Moutier 98.4; **Monte San Salvatore** 98.7; Val de Travers 98.9; Sant Chrischona, Ernen, Sool 99.0; Bantinger, Ravoire, Valzeina 99.3; Les Ordons, **Grono** 99.6; Saentis 99.9.

STAZIONI TV (MHz): Canali come per la Svezia. (Sono sottolineate le stazioni che effettuano programmi in italiano).

Bantinger, Haldiberg, **Iragna 2**; Uetliberg **3**; La Dole **4**; **Monte Ceneri**, Boenigen, Val de Travers, ZieGelBruecke, Hornfluh, Sonceboz, Zermatt **5**; Rigi, Veysonnaz, **Pizzo Matro**, Wattenwil, Feldis, **Monte Morello 6**; Saentis, Les Ordons, Monthey, Gstaad, Luven Sainte-Croix, Vallorbe **7**; Buchserberger, Trans, Davos, **Mesocco**, Verbier **8**; Celerina, La Chaux-de-Fonds, Ravoire, Ruschein, **Castione**, Martisberg, Sool **9**; Bantinger, **Monte San Salvatore**, Valzeina, Klewenalp, **Airolo**, Maennlichen, Moutier, Sankt Gallen **10**; Sankt Chrischona, Mont Pelerin, **Grono**, Gotschnagrat, Attinghausen, Glarus, Piz Corvatsch, Weisshorn, **Dalpe**, Gebidem **11**; Niederhorn, Chamossaire, **Cardada**, Moron, Moudon, Wattwil, Delemont, Gornergrat, **Arbedo Lavorgo 12. Monte San Salvatore - RAI - 2.**

UNGHERIA (Magyar Népköztàrsasàg)

Amministrazione: Magyar Radio es Televizio, Brody Sandor 5, Budapest VIII Television Direz. Szabadasagter 17, Budapest.

ONDE MEDIE (kHz): Budapest-Lakihegy **539**; Budapest-Lak. **872**; Szolnok **1187**; Balatonszabadi **1250**; Nyiregyhaza, Szombathely, Pecs, **Budapest**, **Magyarovar**, **Miskolc 1340**; Gyoer **1349**; Balatonszabadi, Miskolc, Magyarovar **1594** (sottolineate le stazioni che attualmente non trasmettono su tali frequenze).

ONDE CORTE (kHz): 3995, 5902, 6140, 6234, 7105, 7110, 7120, 7305, 9540, 9565, 9833, 11910, 15160, 17795, 17890, 21665, 21685.

Notiziari lingua italiana (ora TMEC): 1230-1245: 6140, 7220, 9833, 11910. 1230-1245: 6140, 7220, 9833, 7120. 1830-1900: 1250 (metri), 6234, 9833, 7100. 2115-2130: 1250 (metri), 6234. 2245-2300: 1250 (metri), 6234.

STAZIONI FM (MHz): Budapest 66.620; Pecs 69.020; Miskolc 70.040; Kabhegy 70.640.

STAZIONI TV (MHz): Budapest R1 (**49,75-56,35**); Pecs R2 (**59,25-65,75**); Tokaj R4 (**85,25-91,75**); Kenes R8 (**191,25-197,75**); Miskolc, Sopron R9 (**199,25-205,75**); Szentes R11 (**215,25-221,75**); Kabhegy R12 (**223,25-229,75**).

URSS (CCCR = Sojuz Sovetski Sozialisticeskix Respublik - Unione delle Repubbliche Socialiste)

Amministrazione: Radio Moskva, Pjatnitskaja Ulitza 25, Moskva (URSS); Studija Televidenija: Moskva Ul. Sjabolovka 53; Kiev, Krestjatik 24; Leningrad, Ul. Malaya Sadovaja 2.

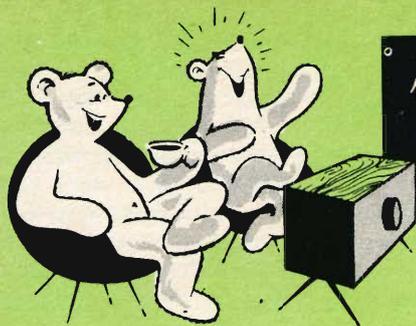
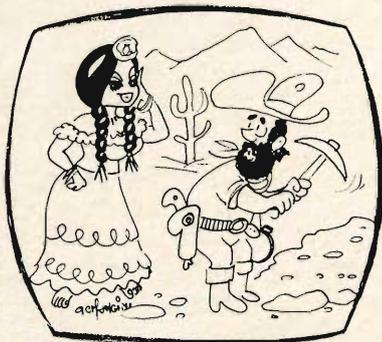
ONDE LUNGHE E MEDIE (kHz): Moskva **151**; Tachkent **164**; Moskva **173**; Alma Ata **182**; Tbilissi **191**; Irkoitsk, Leningrad, Kazan **200**; Kiev **209**; Bakou, Krasnoyarsk **218**; Alma Ata **227**; Leningrad **236**; Dyushambe **254**; Moskva **263**; Novosibirsk **272**; Minsk **281**; ? **530**; Moskva, Odessa **548**; Volgograd **557**; Riga **578**; Ijevsk, Frunze, Krasnodar **611**; Simferopol **647**; Murmansk, Groznii **656**; Kaunas, Vilius **665**; Tchernovtsy **675**; Oufa **692**; Donetsk **710**; Tallinn **710**; Tcheliabinsk **737**; Odessa **764**; Voronej **773**; Kiev **783**; Astrakan **791**; Leningrad **800**; Kouibischev **809**; Gorkii **827**; Kharkov, Vinnitza **836**; Kazan **845**; Erevan **863**; Moskva **872**; Stavropol **881**; Ouchgorod **890**; Ioshkhar-Ola **899**; Volgograd **908**; Makhatch-Kala **917**; Ivanovo **926**; Lvov **935**; Rostov Don **944**; Smolensk **971**; Kichinev **998**; Bakou **1016**; Tallinn **1034**; Tbilissi **1043**; Dniepropetrovsk **1070**; Perm **1088**; Vilnius **1106**; Kaliningrad **1115**; Leningrad **1124**; ? **1142**; Kiev **1169**; Kursk, Tallinn **1214**; Kiev **1241**; ? **1277**; Kharkov **1322**; Tartus, Tallinn **1331**; Kuldiga, Madona **1348**; ? **1367**; Kaunas **1385**; Tartus, Tallinn **1402**; Riga **1421**, Riga **1484**; Gomel, Leningrad **1493**; Vinnitza **1545**.

ONDE CORTE (kHz): L'Unione Sovietica dispone di alcune centinaia di trasmettitori i quali, alternati nelle varie ore della giornata e nelle stagioni usano circa 500 frequenze diverse. Praticamente in qualunque ora del giorno e della notte su qualsiasi gamma, ed anche fuori gamma, è possibile ascoltare le emittenti sovietiche che trasmettono notiziario in un centinaio di lingue o dialetti differenti.

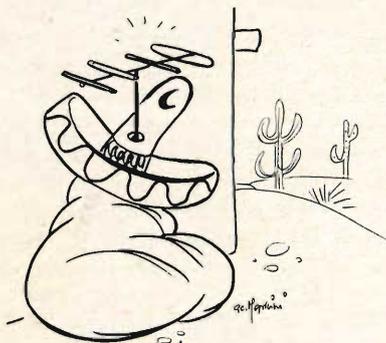
Notiziari in lingua italiana (ora TMEC): 1430-1500: 9450, 11745, 11775, 11930, 15320, 15480. 1830-1930: 1169, 6130, 7150, 7210, 9450, 9710, 11900. 2030-2130: 1169, 6020, 6130, 7150, 7210, 9710. 2200-2230: 1169, 6020, 7150, 7175, 7230, 11730.

STAZIONI FM: L'URSS dispone di una vasta rete FM nelle varie repubbliche, che trasmettono sulla banda di 60 MHz. Per ragioni di spazio ci limitiamo a segnalare le emittenti di Mosca: 66.4; 67.27 e 69.70 MH 2.

STAZIONI TV (MHz): Anche in questo caso ci limitiamo a segnalare le stazioni principali, disponendo l'URSS di una vasta rete di ripetitori sparsi in tutto il territorio. Leningrad, Moskva, Minsk, Lvov, Rostov, Stotchi, Voronej R1 (**49,75-56,25**); Kiev, Tallinn, Petrozavodsk, Brjansk, Lugansk, Nicolayev, Yaroslavl R2 (**59,25-65,75**); Kichinev, Moskva, Kharkov, Riga, Gomel, Murmansk, Simferopol R3 (**77,25-83,75**); Stalino, Vilnius, Kaliningrad R4 (**85,25 - 91,75**); Odessa, Dnepropetrovsk, Krasnodar, Stalinogorsk R5 (**93,25-99,75**); Zaporozye R6 (**175,25-181,75**); Moskva R8 (**191,25-197,75**).

Con questa puntata termina il Panorama Radiofonico dell'Europa con la prossima inizieremo quello relativo all'Africa.

« Ho sentito che cercate pepite, señor, e io... sono Pepita Ramirez... ».

« O bella, che strano! Anche mio marito s'è sentita improvvisa la vocazione del detective... ».

« Da ladro a ladro, mi farebbe il piacerone di portarsi via anche questo libro-cassa?... ».

TELE-MESSICO

RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

a cura di L. Biancoli

NUOVI DISPOSITIVI SUPERCONDUTTORI

(Da « Wireless World »)

Negli attuali sviluppi dell'elettronica, si sente sempre più spesso parlare di elementi superconduttori, vale a dire di quei metalli che perdono completamente la loro resistività — per quanto ridotta essa sia — allorchè vengono portati a temperatura di poco superiori allo zero assoluto.

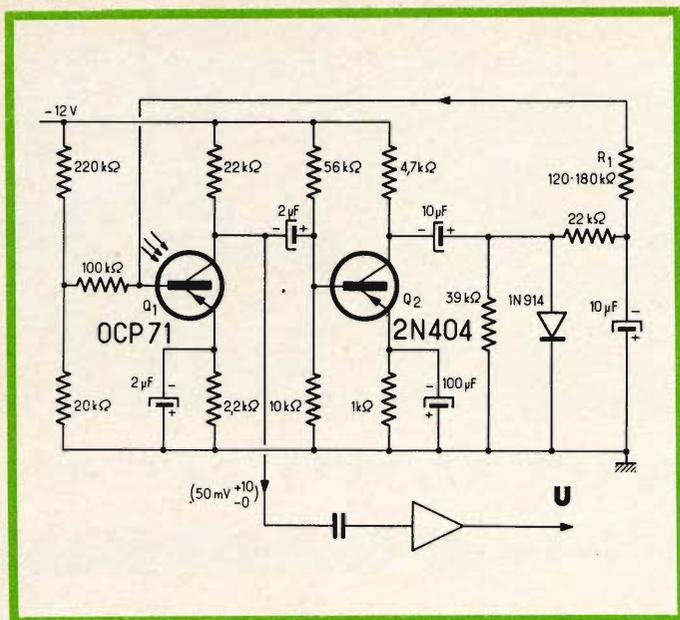
L'articolo al quale ci riferiamo tratta lo argomento dal punto di vista teorico, oltre che da quello di alcune pratiche applicazioni. Uno dei dispositivi descritti è quello denominato « cryotron », il cui funzionamento si basa sul fatto che la resistenza di un metallo portato in stato di superconduttività viene ripristinata se il metallo stesso viene immerso in un campo magnetico di intensità sufficiente.

L'argomento presenta diversi punti di vista interessanti agli effetti delle possibilità di applicazione dei dispositivi di questo tipo nelle apparecchiature scientifiche e di controllo.

CIRCUITO DI PROTEZIONE PER RIVELATORE FOTOELETTRICO

(Da « Electronics »)

Nella maggior parte degli apparecchi a comando fotoelettrico impiegati per il controllo di installazioni pericolose (ad esempio nel campo delle macchine-utensili), oppure per l'apertura automatica di porte, esiste sempre il problema di ottenere una buona attitudine da parte del dispositivo sensibile a distinguere tra la luce proveniente dall'illuminazione ambientale, e quella proveniente invece dal raggio di eccitazione.

Le realizzazioni più diffuse adottano in genere un sistema di eccitazione luminosa modulata con una certa frequenza. Se l'amplificatore che segue l'elemento fotosensi-

Schema elettrico del dispositivo di protezione.

bile reagisce solo a quella frequenza, si ha in tal caso un funzionamento selettivo.

Tuttavia, dal momento che — in pratica — accade sovente che l'illuminazione ambientale possa raggiungere livelli di intensità assai superiori a quello della sorgente effettiva di eccitazione, è necessario che il suddetto amplificatore selettivo venga realizzato con caratteristiche di rigorosa esattezza, onde evitare gli inneschi accidentali. Ciò rende l'impianto assai costoso.

Il circuito descritto in questo articolo costituisce una interessante soluzione a questo problema, in quanto permette di utilizzare un amplificatore selettivo di tipo semplice.

Esso consiste essenzialemnte in un amplificatore a comando automatico di guadagno, impiegato per mantenere ad un valore costante, entro 2 decibel, il livello dei segnali prelevati all'uscita del fotorivelatore, anche in presenza di forti variazioni di intensità dell'illuminazione ambientale.

In tali condizioni, il circuito dell'amplificatore selettivo abbinato all'elemento fotosensibile può essere notevolmente semplificato, in quanto non deve essere in grado di distinguere diversi segnali, la cui differenza può raggiungere appunto un massimo di 2 decibel. Ciò elimina gran parte degli inconvenienti precedentemente riscontrati.

L'elemento sensibile alla luce è rappresentato dal fototransistore OCP71, la cui corrente alternata di uscita viene amplificata ad opera del secondo transistore, del tipo 2N404. Successivamente alla rivelazione ed alla conversione in corrente pulsante, il segnale risultante viene retrocesso alla base del transistore Q1, tramite una rete di controreazione. Ne deriva che il guadagno totale viene automaticamente regolato in funzione dell'intensità dell'eccitazione.

L'ammontare della controreazione viene regolato in base alla posizione del cursore della resistenza R1, di tipo semifisso, e di valore compreso tra 120 e 180 chiloohm.

Nello schema riportato in figura, il triangolo in basso rappresenta l'amplificatore selettivo, alla cui uscita (U) è possibile applicare il dispositivo che controlla direttamente l'installazione alla quale è applicato il sistema di protezione o di comando.

CIRCUITO « TRIGGER » DI SCHMITT AD ALTA IMPEDENZA DI INGRESSO

(Da « Electronics »)

Accade assai spesso — nella pratica di laboratorio — che per la realizzazione di un determinato circuito si incontri il grave impedimento costituito da un valore assai ridotto dell'impedenza di ingresso del circuito « trigger » di Schmitt.

Ciò si verifica in modo particolare quando si presenta la necessità di eccitare in parallelo un certo numero di stadi di questo tipo, per cui risulta indispensabile ricorrere all'aggiunta di stadi intermedi, per l'adattamento dell'impedenza di accoppiamento.

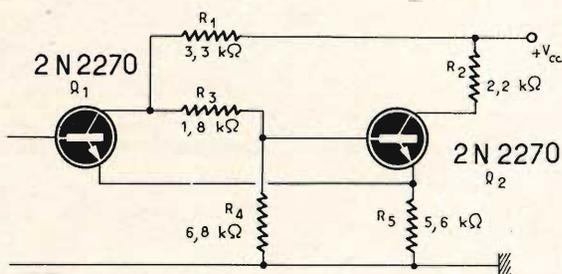
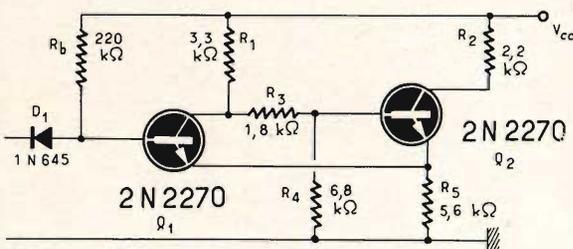
L'articolo al quale ci riferiamo dimostra invece come sia possibile elevare la impedenza di ingresso di questo circuito, mediante una semplice modifica al circuito di base.

Partendo dal circuito classico riportato nella prima figura, vediamo ciò che accade in pratica, durante il funzionamento. Quando il segnale di eccitazione oltrepassa un certo valore di ampiezza, il transistore Q1 entra in stato di conduzione, il che determina una notevole riduzione dell'impedenza di ingresso, che scende al valore di circa 1.700 ohm, in quanto R1 viene a trovarsi in parallelo ad R5, ed al valore risultante dalla somma tra R3 ed R4.

Questo valore di impedenza non può certo essere considerato alto, e — in certi casi — può rendere abbastanza difficoltoso l'accoppiamento allo stadio precedente.

Per porre rimedio a questo inconveniente, sono possibili varie soluzioni, la più originale delle quali, oltre che la più semplice, è illustrata nel secondo circuito, analogo al precedente, ma nel quale risultano aggiunti il diodo D1 e la resistenza R_b.

Per comprendere il ruolo svolto da questi due componenti, torniamo allo stato considerato in precedenza, vale a dire alle

Schema elettrico del circuito classico.

Schema del circuito modificato.

condizioni di conduzione in cui viene a trovarsi il transistore Q1 in seguito all'applicazione di un segnale di ingresso avente una certa ampiezza, pari — nel caso illustrato, a circa 6,5 volt.

In tali condizioni, il diodo D1 viene a trovarsi in stato di polarizzazione inversa, per cui la sua resistenza interna — funzione della corrente di dispersione — assume un valore rilevante.

La conseguenza pratica è che l'impedenza di ingresso del circuito viene determinata sostanzialmente dal valore di R_b, attraverso la quale scorre appunto la corrente di dispersione del diodo D1.

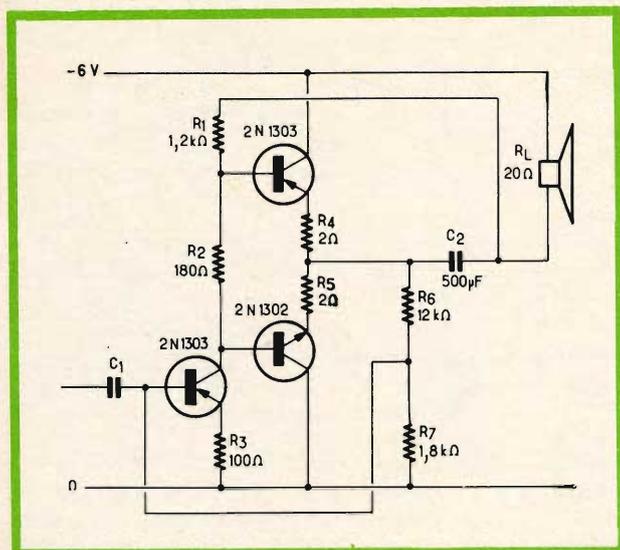
L'articolo conclude con la descrizione di una variante del secondo circuito, e fornisce alcuni dettagli sulle possibilità di impiego, e sui vantaggi derivanti dalla modifica descritta.

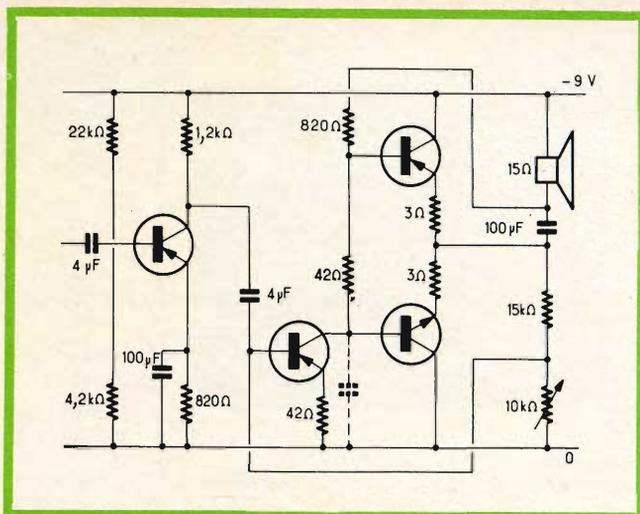
AMPLIFICATORE DI BASSA FREQUENZA A SIMMETRIA COMPLEMENTARE

(Da « Electronique professionelle »)

La realizzazione di stadi finali di amplificazione a frequenza acustica funzionanti senza trasformatore di uscita, è sempre un problema all'ordine del giorno. Le varie realizzazioni sino ad oggi conseguite hanno infatti rivelato notevoli vantaggi, sia agli effetti delle prestazioni (regolarità della forma d'onda, mancanza di distorsioni, eliminazione del ciclo di isteresi del nucleo del trasformatore di uscita, elevato rendimento, ecc.), sia agli effetti dell'economia di costo e di spazio.

L'articolo che recensiamo considera in un primo tempo le caratteristiche essenziali di questi circuiti, costituiti da un transistore del tipo « p-n-p » e da un secondo del tipo « n-p-n », scelti in modo tale che i loro parametri corrispondano agli effetti sia delle tensioni di alimentazione e di polarizzazione, sia agli effetti della resistenza dinamica e del coefficiente di amplificazione.

Successivamente, viene riportato lo schema elettrico del solo stadio finale, completo di invertitore di fase, che qui riproduciamo, adatto ad una potenza di uscita di 100 milliwatt. I due segnali di ingresso di fase opposta sono disponibili ai capi della resistenza R2 da 180 ohm, che costituisce parte del carico di collettore del transistore pilota. L'altoparlante viene collegato tra la linea negativa di alimentazione,

Circuito dell'amplificatore che fornisce una potenza di uscita di 100 milliwatt.

Schema del circuito adatto ad una potenza di uscita di 400 milliwatt.

ed il punto di unione delle due resistenze di emettitore, R4 ed R5, entrambe del valore di 2 ohm, in serie ad un condensatore elettrolitico della capacità di 500 microfarad.

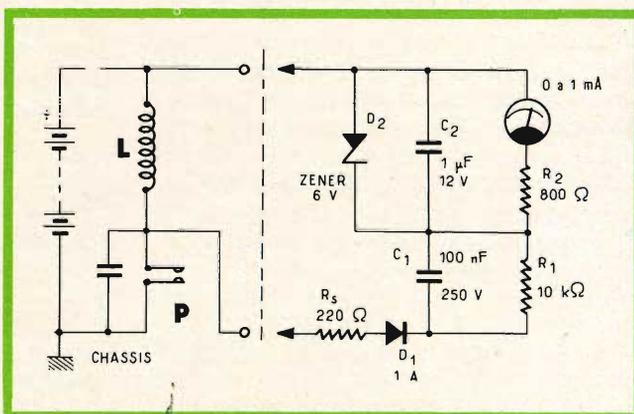
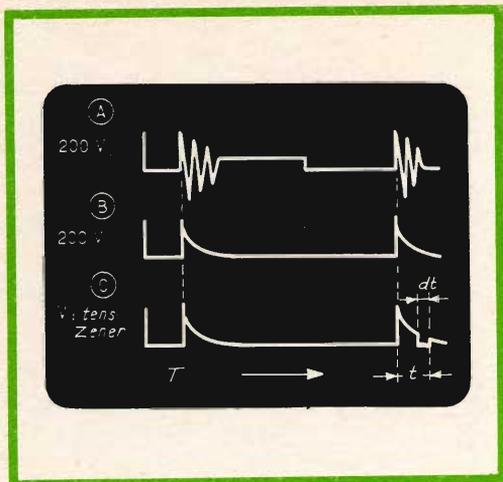
Un'altra versione analoga dello stesso circuito è costituita dal secondo schema che riportiamo integralmente, che comprende anche lo stadio di amplificazione che precede l'invertitore di fase. In questo caso, sebbene il principio di funzionamento sia sostanzialmente il medesimo, la potenza di uscita raggiunge il valore di 400 millivatt, sufficiente quindi per la realizzazione — ad esempio — di un riproduttore fonografico per uso domestico, particolarmente adatto all'impiego nelle valigette portatili di una certa qualità.

TACHIMETRO A DIODO ZENER

(Da « Electronics »)

Un dispositivo di questo tipo, peraltro di realizzazione estremamente facile, si presta particolarmente per il controllo della velocità di rotazione dei motori a scoppio.

In pratica, come si può osservare nel circuito illustrato, esso non consiste che in un milliamperometro, in un diodo zener, in tre resistenze, in due condensatori, e in un diodo normale.

Circuito elettrico del tachimetro elettronico.

Il suo principio di funzionamento può essere facilmente compreso osservando gli oscillogrammi riportati a parte. In A, sono rappresentati gli impulsi prelevati direttamente ai capi del primario L della bobina dello spinterogeno. Avendo un'ampiezza prossima ai 200 volt nell'istante in cui le puntine P si aprono, questi impulsi si smorzano assai rapidamente, e sono quindi seguiti da un tratto di tensione avente il medesimo valore di quella fornita dalla batteria dell'impianto elettrico di bordo.

L'oscillogramma B rappresenta la variazione della tensione presente ai capi dei condensatori C1 e C2. Esso mette in evidenza il compito svolto dal diodo D1, che entra in stato di conduzione ad opera degli impulsi che si sviluppano ai capi della bobina di accensione. Tali condensatori si caricano dunque con un potenziale di 200 volt.

Le costanti di tempo R1-C1 ed R2-C2 vengono scelte in modo tale che la differenza di potenziale presente ai capi di C1 e di C2 diminuisce più lentamente che non la tensione presente ai capi della bobina. Di conseguenza, D1 non può tornare nello stato di conduzione, se non quando le puntine P sono nuovamente aperte.

L'oscillogramma C rappresenta infine la tensione presente ai capi di C2, limitata ad opera del diodo zener D2. Se si tiene conto del fatto che gli impulsi in tal modo ottenuti hanno una durata costante, è intuitivo che l'intensità della corrente che scorre attraverso l'equipaggio mobile del milliamperometro risulta proporzionale al numero degli impulsi che si verificano nell'unità di tempo prestabilita.

Di conseguenza, tarando opportunamente la scala dello strumento in giri al minuto, con l'aiuto di uno stroboscopio o con qualsiasi altro sistema idoneo, è possibile leggere direttamente sulla scala la velocità di rotazione del motore sotto prova.

Il collegamento viene eseguito nel modo illustrato nello schema, vale a dire collegando i due terminali di ingresso in parallelo al primario della bobina di accensione.

L'articolo conclude con un esempio pratico di applicazione del dispositivo, nella misura della velocità di rotazione di un motore a scoppio a quattro cilindri.

COSTRUZIONE DI UN SEMPLICE ORGANO ELETTRONICO

(Da « Wireless World »)

Stante il notevole interesse suscitato in molti nostri lettori da una recensione da noi pubblicata in altra occasione, riteniamo utile citare la pubblicazione di un altro articolo su questo stesso argomento.

L'intera descrizione è stata pubblicata sui numeri di Maggio, Giugno, Luglio ed Ottobre della rivista menzionata, e fornisce tutti i dettagli realizzativi, conclusi con la descrizione del mobile, di questo piccolo ed utilissimo strumento musicale.

Le varie sezioni elettroniche sono realizzate su circuiti montati su piccole basette intercambiabili, per cui anche la manutensione acquista le prerogative di una notevole semplicità.

La serie di articoli è corredata di numerose illustrazioni, e di tutti i dati che possono occorrere a chi intenda cimentarsi in questa interessante realizzazione.

i lettori ci scrivono ....

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.
Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.
Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 2.000 anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.

a cura di P. Soati

Sig. **CALIGIANA F.** - Perugia

Rice-trasmettitore per principianti

Un apparecchio del tipo da lei desiderato, la cui costruzione non presenta sensibili difficoltà ed il cui uso è consentito dalla legge è stato descritto nel n° 9/1963 di SELEZIONE RADIO TV. Si tratta di un rice-trasmettitore molto semplice avente una potenza inferiore ai 0,05 W e che lavora sulla frequenza di 29,5 MHz.

Il circuito che è costituito da tre transistori che funzionano tanto in ricezione quanto in trasmissione, è del tipo superrigenerativo con sintonia fissa in ricezione. La potenza di uscita è dell'ordine dei 30 mW. In trasmissione un transistore AF114 funge da oscillatore in circuiti Hartley con una potenza di uscita dell'ordine dei 35 mW. L'autonomia è di circa 100 ore tramite alimentazione di una batteria a 9 V tipo Hellesens H10.

Ulteriori informazioni potrà richiederle alla sede della G.B.C. di Perugia in via Bonazzi 57, presso la quale potrà acquistare anche il materiale occorrente.

Qualora ne sia sprovvisto potrà richiedere il numero della rivista in questione alla nostra amministrazione inviando il relativo importo.

Sig. **BIGLINO C.** - Torino

Costruzione di casse acustiche

L'argomento relativo alla costruzione delle casse acustiche per altoparlanti è stato oggetto di numerosi articoli pubblicati su SELEZIONE RADIO TV. Fra i più importanti di essi citiamo i seguenti:

n° 3/1964 pagina 379 e n° 5/1964 pagina 685 ad opera del dott. Rossi: « CASSE ACUSTICHE DI ALTA QUALITA' ».

n° 1/1966 « CASSE ACUSTICHE per H.F. ».

L'argomento poi è stato ripreso in modo molto ampio nel n° 12/1964 con l'articolo ULTRA FIDELITY ad opera di G. Lozza, nel quale è stata presa in esame la costruzione delle custodie acustiche per altoparlanti compresi quelli coassiali e triassiali. Detto articolo oltre la descrizione tecnica comprende i dettagli costruttivi, e diagrammi relativi ad un sistema incorporante anche un accoppiatore acustico che provvede a migliorare il responso dei transitori.

La nostra ditta dispone anche di altoparlanti bi-assiali e tri-assiali, oltre alle relative casse acustiche.

Dalla nostra sede di Torino potrà avere tutte le informazioni e gli opuscoli che le interessano.

Sig. **PEDRAZZI C.** - Genova

Amplificatore di bassa frequenza

Lo schema originale dell'amplificatore al quale fa riferimento, adatto a fornire una potenza di uscita di 8 W *(con il* 5% *di distorsione) e lineare da* 50 *a* 15.000 Hz, *è visibile in fig.* 1. *Nello stesso si fa uso di due valvole finali* 6V6 *e di due doppi triodi del tipo* 12AT7. *Del primo doppio triodo* 12AT7 *viene usata una sola sezione dato che essa è sufficiente a fungere da pre-amplificatore per pick-up a cristallo o magnetico per microsolco. Desiderando usare dei pick-up del tipo a riluttanza variabile, per letture di nastri magnetici od altri scopi per cui necessita un maggiore grado di preamplificazione è consigliabile l'uso della prima sezione del triodo* 12AT7 *secondo lo schema riportato in fig.* 2.

Evidentemente sostituendo il secondo doppio triodo 12AT7 *lei non ha tenuto presente la diversità di caratteristiche esistente fra le due valvole la qualcosa, tenuto anche conto della modifica del circuito preamplificatore (compresi i valori dei potenziometri) ha avuto come conseguenza una maggiore distorsione oltrepassando un certo valore del volume.*

Attribuiamo a pura dimenticanza la mancanza dei condensatori di livellamento della AT *e del circuito di controreazione chiaramente visibile nel nostro schema.*

Quindi le consigliamo di fare uso di un tubo 12AT7 *quale seconda valvola amplificatrice controllando che le tensioni siano quelle che indichiamo più sotto e adottando come preamplificatore la prima sezione del triodo secondo lo schema originale da noi proposto.*

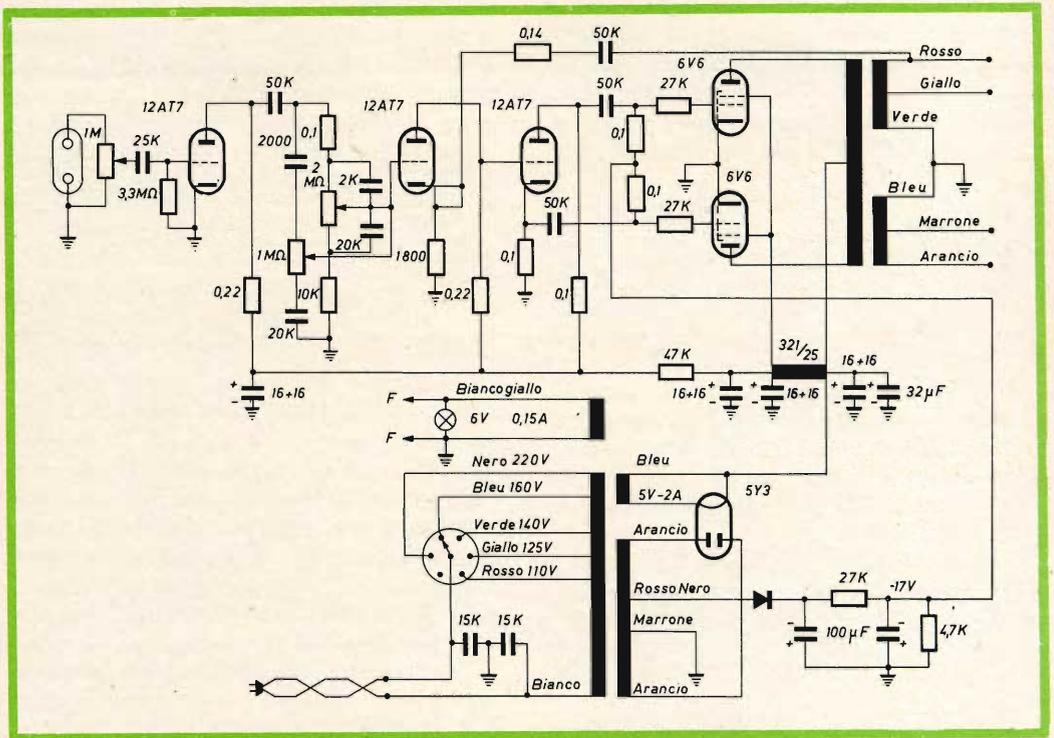
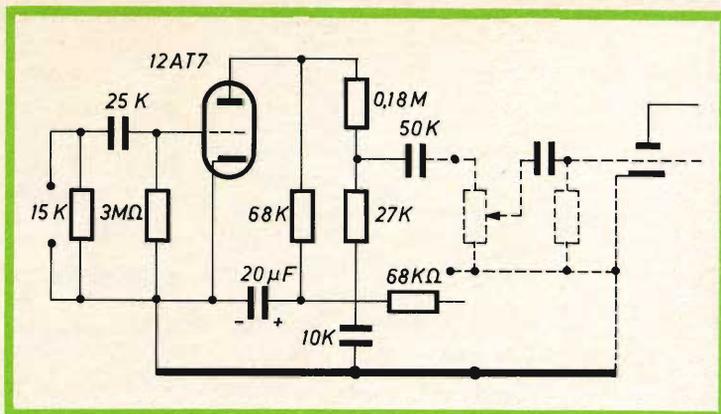



Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore di bassa frequenza.

Fig. 2 - Schema d'uso della prima sezione del triodo 12AT7 per ottenere un maggior grado di preamplificazione con pick-up a riluttanza variabile.

Tensioni misurate: 1ª *valvola* 12AT7, *seconda sezione, placca*: 40 V; *Catodo*: 0 V; 2ª *valvola* 12AT7, *prima sezione, placca*: 48 V, *catodo*: 1 V; *seconda sezione, placca*: 120 V, *catodo*: 50 V; 6V6 (*tutte e due le valvole*) *placca*: 245 V, *schermo*: 258 V, *Catodo*: 0 V. 5Y3 *tensione alternata*: 250 *di placca. Tensione cc al* 1° *elettrolitico*: 265 V. *Tensione cc al* 2° *elettrolitico*: 258 V. *Tensione cc al* 3° *elettrolitico*: 175 V.

Sig. **PETRUZZI A.** - Torino

Stazioni RITTY

In primo luogo, tanto per sua conoscenza quanto per quella di altri nostri lettori, che ci scrivono sullo stesso argomento, precisiamo che il regolamento internazionale delle radiocomunicazioni prevede:

a) *Il divieto di intercettare, senza autorizzazione, le radiocomunicazioni, che non siano destinate all'uso generale.*

b) *La divulgazione del contenuto (anche se limitato alla segnalazione della sua esistenza) e la pubblicazione per qualsiasi uso, senza autorizzazione delle notizie di qualsiasi natura, intercettate anche casualmente.*

Attualmente la maggior parte delle stazioni radiotelegrafiche destinate ai servizi fissi, e molte anche dei servizi mobili (sia per collegamenti aventi carattere commerciale, ufficiale o di «presse»*) usano apparecchiature RITTY di conseguenza esplorando la gamma delle frequenze previste per tali stazioni dal regolamento internazionale non è difficile rintracciarne le principali.*

Comunque tenga presente che la Union International de Télécomunications di Ginevra cura l'edizione di numerose pubblicazioni, alcune delle quali riguardano anche i servizi che le interessano. Rivolgendosi alla stessa potrà ottenere il relativo catalogo.

Alcune delle principali frequenze usate dalle suddette stazioni sono anche riportate nella monografia « *Corso pratico di Radiocomunicazioni*» *del Soati, Lire* 350, *che può essere richiesto alla nostra amministrazione.*

Sig. **BUCCO M.** - Ancona

Signal tracer

Per perfezionarsi sull'uso dei vari strumenti di misura ed in modo particolare del signol tracer, le consigliamo l'acquisto del volume del Ravalico SERVIZIO RADIOTECNICO in due volumi editi dall'Hoepli.

Nel primo volume è trattata la strumentazione per radiotecnici per effettuare le più svariate misure, nel secondo volume l'uso dei vari strumenti nelle radioriparazioni, compreso il signal tracer.

CHIODI B. - Gallarate

Amplificatore d'antenna TV

Nel n. 12 *non abbiamo rintracciato l'amplificatore al quale fa riferimento e tanto meno la fig.* 11; *comunque in fig.* 1 *riportiamo lo schema di un amplificatore d'antenna che consente di ottenere un guadagno dell'ordine dei* 30 dB, *alimentabile in corrente continua od in corrente alternata, tramite un apposito alimentatore.*

Detto amplificatore è adatto a funzionare sui canali B e C, ma, modificando opportunamente il numero delle spire delle bobine, può essere adattato anche agli altri canali.

I transistor usati sono ambedue del tipo AFZ12. *Il condensatore* CV1 *consente di effettuare l'accordo dell'impedenza d'ingresso che, come quella di uscita, deve essere di* 75 Ω. *L'accordo di quest'ultima può essere eseguito spostando la presa intermedia di* L3.

Il valore dei componenti è il seguente: L1 = 2½ *spire di filo di rame da* 1 mm *avvolte su un diametro di* 8 mm. L2 = 25 *spire di filo di rame da* 5/10 *avvolte su un diametro di* 7 mm, *con nucleo e presa alla* 10ª *spira.* L3 = 25 *spire di filo di rame da* 5/10 *avvolte su un diametro di* 7 mm *con nucleo e presa alla* 9ª *spira.*

Le prese intermedie hanno valore indicativo infatti è consigliabile che il punto migliore sia trovato sperimentalmente.

Cv1 = 35 pF *variabile;* Cv2 = 35 pF *variabile;* C1 = 56 pF; C2 = 35 pF; C3 = 35 pF; C4 = 56 pF.

R1 = 680 Ω; R2 = 3900 Ω; R3 = = 10 kΩ; 94 = 680 Ω; R5 = 3900 Ω; R6 = 10 kΩ.

Sig. **BIONDI P.** - Milano

Apparecchio per radio comando

Su SELEZIONE di TECNICA RADIO TV abbiamo pubblicato numerosi schemi relativi a rice-trasmettitori per radio comando ed altri saranno pubblicati nella rubrica I LETTORI CI SCRIVONO dei prossimi mesi. Comunque, dato che a lei interessa un circuito adatto a superare la distanza di 10 *metri, in fig.* 1 *riportiamo uno schema fornito dalla Philips adatto a risolvere i suoi problemi; esso però dovrà essere oggetto di alcuni esperimenti in fase di montaggio, specialmente per quanto concerne la bobina trasmittente, allo scopo di trovare le migliori condizioni di funzionamento.*

Il circuito è composto da un trasmettitore, costituito da una semplice bobina la quale deve essere progettata in modo da produrre una scintilla ogni qualvolta si apre o si chiude l'interruttore, e da un ricevitore nel quale il segnale prodotto dal trasmettitore va a controllare il transistor finale OC72 *che a sua volta comanda il relé.*

Nel ricevitore, l'oscillatore bloccato converte il segnale del trasmettitore in un impulso ad onda quadra che viene

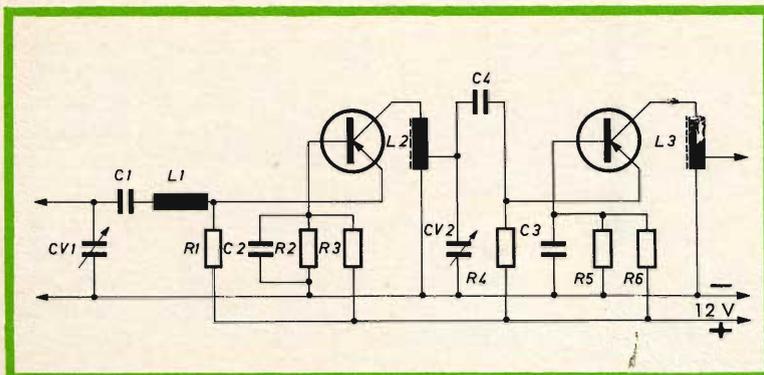



Fig. 1 - Schema di un amplificatore d'antenna TV.

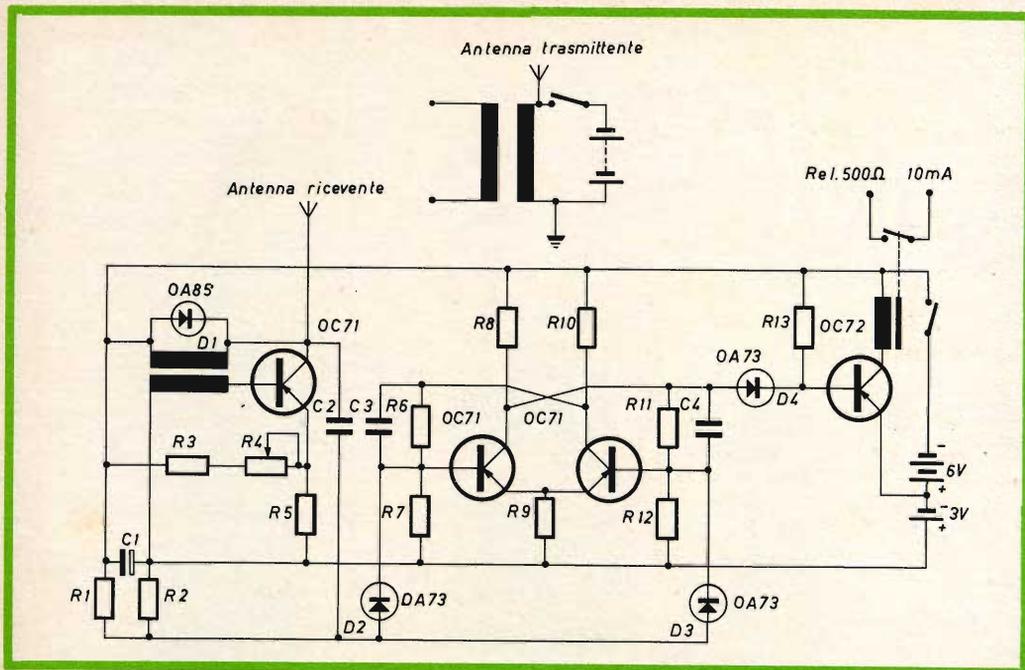



Fig. 1 - Schema di un ricetrasmettitore adatto a superare la distanza di 10 m.

poi differenziato dal condensatore C2 ed applicato, per mezzo di D2 e D3, alle basi dei due transistor che costituiscono il flip-flop. I successivi impulsi del trasmettitore provocano il cambiamento di stato del flip-flop il quale a sua volta fa sì che il transistor finale si trovi alternativamente in conduzione o in interdizione. Ovvero, quando il primo OC71 del flip-flop è interdetto, l'OC72 finale conduce e fornisce energia al relé. Quando invece è saturato, la base dell'OC72 è portata ad un potenziale positivo rispetto all'emettitore, e quindi il transistor si blocca con conseguente diseccitazione della bobina del relé.

Per evitare la possibilità di smorzare il flip-flop con una rapida successione di impulsi, l'oscillatore bloccato dovrà avere una costante di tempo che fornisca impulsi di grande durata.

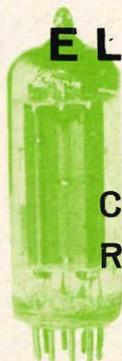
È possibile ottenere questo calcolando il trasformatore dell'oscillatore bloccato in modo tale che abbia un'alta induttanza ed una bassa resistenza. Un trasformatore con queste caratteristiche deve avere un avvolgimento primario di 1000 spire di filo di rame smaltato, con diametro di 0,15 mm, ed un avvolgimento secondario di 200 spire.

Il raggio d'azione del complesso è di circa dieci metri usando un'antenna risonante da 50 centimetri ma può essere esteso facendo uso di un antenna più lunga.

La sensibilità può essere variata regolando convenientemente, tramite la resistenza R4, il potenziale di emettitore del transistore che costituisce lo oscillatore bloccato.

Valore dei componenti:

R1 = 470 kΩ; R2 = 100 kΩ; R3 = 470 kΩ; R4 = 10 kΩ; R5 = 22 kΩ; R6 = 15 kΩ; R7 = 10 kΩ; R8 = 1.500 kΩ; R9 = 390 kΩ; R10 = 1.500 kΩ; R11 = = 15 kΩ; R12 = 10 kΩ; R13 = 12 kΩ. C1 = 100 pF; C2 = 470 pF; C3 = 820 pF; C4 = 820 pF.

Transistor: 3 OC71 ed 1 OC72.

La RCA ha sviluppato un nuovo processo per la saldatura del « film sottile » nei collegamenti per circuiti integrati, che consente applicazioni fino a frequenze di lavoro di 1 Gigahertz. Si tratta di adoperare il tungsteno nella diffusione a caldo del wafer di silicio, poiché questo metallo ha un coefficiente di dilatazione termica molto vicino a quello del silicio, il che evita pericolose increspature durante il raffreddamento.

SEMICONDUTTORI LISTINO PREZZI 1967

ATES

SEMICONDUTTORI ATES	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI ATES	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI ATES	LISTINO G.B.C.
AA121	180	AF109	2.080	AF202	1.120
AA123	180	AF139	2.400	AF202S	1.310
AC134	420	AF164	810	AL100	3.890
AC135	420	AF165	730	AL101	3.500
AC136	460	AF166	660	AL102	2.730
AC137	540	AF167	730	AL103	1.990
AC138	500	AF168	610	AT200	4.650
AC139	610	AF169	610	AT201	3.890
AC141	730	AF170	610	AT202	3.500
AC142	610	AF171	580	TA203	1.400
AD142	2.160	AF172	540	20117	660
AD143	1.770	AF200	1.080	10207	220
AF106	1.200	AF201	1.000		

I. R.

SEMICONDUTTORI I. R.	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI I. R.	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI I. R.	LISTINO G.B.C.
CY40	880	KL8DAF	18.430	LB120	12.700
CY50	1.000	KL9DAF	20.280	LC180	18.400
CY80	1.350	KL10DAF	22.050	PM4112E1/RES.	2.540
CY100	1.470	KL12DAF	25.820	PM4112E2/RES.	2.930
E2/1/4"	2.910	KL15DAF	31.940	PM4112E4/RES.	3.500
E2/10/32"	2.910	KL17DAF	35.640	PM4112E6/RES.	5.040
E5/1/4"	6.150	KY1DPF	3.390	PM4115E1/RES.	2.730
E5/10/32"	6.150	KY2DPF	4.000	PM4115E2/RES.	3.120
GF1T25	77.000	KY3DPF	4.270	PM4115E4/RES.	3.890
HF1T25	103.900	KY5DPF	4.960	PM4115E6/RES.	5.440
KA1DAF	5.770	KY6DPF	5.310	PM411SD91S	8.390
KA2DAF	6.430	KY9DPF	6.120	PM411SD92S	8.650
KA3DAF	7.040	KY10DPF	6.310	PM411SD94S	9.770
KA5DAF	8.350	KY12DPF	6.890	PM411SD96S	11.810
KA6DAF	8.970	KY15DPF	7.690	PM411SD98S	13.390
KA8DAF	10.240	KY17DPF	8.230	PM411SD910S	15.050
KA9DAF	10.850	KZ1DPF	4.810	PM4125E1/RES.	5.460
KA10DAF	11.500	KZ2DPF	5.310	PM4125E2/RES.	5.810
KA12DAF	12.740	KZ3DPF	5.770	PM4125E4/RES.	7.780
KA14DAF	14.090	KZ5DPF	6.730	PM4125E6/RES.	10.880
KA15DAF	14.620	KZ6DPF	7.270	PM412SD91S	16.740
KA17DAF	15.930	KZ9DPF	8.620	PM412SD92S	17.300
KL1DAF	6.730	KZ10DPF	9.040	PM412SD94S	19.510
KL2DAF	7.810	KZ12DPF	10.000	PM412SD96S	23.590
KL3DAF	8.740	KZ15DPF	11.350	PM412SD98S	26.740
KL5DAF	11.890	KZ17DPF	12.310	PM421SD96S	23.590
KL6DAF	13.970	LA60	6.380	PM421SD98S	26.740

SEMICONDUTTORI I. R.	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI I. R.	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI I. R.	LISTINO G.B.C.
PM421SD910S	29.670	UZ3,8	1.400	1N754A	1.700
SD91	490	UZ4,1	1.400	1N755	1.420
SD91A	520	UZ4,7	1.400	1N755A	1.700
SD91S	560	UZ5	1.400	1N756	1.420
SD92	560	UZ5,6	1.400	1N756A	1.700
SD92A	590	UZ6	1.400	1N757	1.420
SD92S	630	UZ6,8	1.400	1N757A	1.700
SD94	770	UZ7,3	1.400	1N758	1.420
SD94A	800	UZ8,2	1.400	1N758A	1.700
SD94S	840	UZ8,8	1.400	1N759	1.420
SD96	840	UZ10	1.400	1N1130	8.480
SD96A	900	UZ10,7	1.400	1N1131	8.480
SD96S	970	UZ11,9	1.400	1N1363	9.620
SD98S	1.200	UZ13	1.400	1N1363A	11.600
SD910S	1.600	UZ14,6	1.400	1N1364	9.620
SO5 10E4	5.350	UZ16	1.400	1N1364A	11.600
SO5 10E6	5.350	UZ18	1.400	1N1365	9.620
SO5 10E8	7.000	UZ19,6	1.400	1N1365A	11.600
SO5 10E10	9.870	UZ20	1.400	1N1366	9.620
SO5 10E11	11.780	UZ22	1.400	1N1366A	11.600
SO5 20E4	5.350	UZ24,1	1.400	1N1367	9.620
SO5 20E6	5.350	UZ27	1.400	1N1367A	11.600
SO5 20E8	8.040	UZ29,6	1.400	1N1368	9.620
SO5 20E10	18.050	Y4/1/2"	5.800	1N1368A	11.600
SO5 20E11	19.970	Y4/3/4"	5.800	1N1369	9.620
S10 20E4	4.350	Y6/1/2"	7.000	1N1369A	11.600
S10 20E6	5.500	Y6/3/4"	7.000	1N1370	9.620
S10 20E8	9.540	Y12/1/2"	15.000	1N1370A	11.600
S10 20E10	10.850	Y12/3/4"	15.000	1N1371	9.620
S10 20E11	21.660	ZENIAC	113.560	1N1371A	11.600
ST1	20.120	1N429	9.660	1N1372	9.620
ST1A	53.140	1N430A	46.220	1N1372A	11.600
ST2	20.120	1N430	36.600	1N1373	9.620
ST2A	31.400	1N746	1.420	1N1373A	11.600
ST3	20.120	1N746A	1.700	1N1374	9.620
ST4	20.120	1N747	1.420	1N1374A	11.600
ST5	20.120	1N747A	1.700	1N1375	9.620
ST6	20.120	1N748	1.420	1N1375A	11.600
ST7A	39.680	1N748A	1.700	1N1783	3.120
ST8	20.120	1N749	1.420	1N1783A	3.700
ST9	146.380	1N749A	1.700	1N1785	3.120
ST10	146.380	1N750	1.420	1N1785A	3.700
ST11	40.560	1N751	1.420	1N1786	3.120
ST12	432.940	1N751A	1.700	1N1786A	3.700
ST13	18.050	1N752	1.420	1N1787	3.120
ST14	10.620	1N752A	1.700	1N1787A	3.700
UZ3,0	1.400	1N753	1.420	1N1788	3.120
UZ3,3	1.400	1N753A	1.700	1N1788A	3.700
UZ3,5	1.400	1N754	1.420	1N1789	3.120

SEMICONDUTTORI I. R.	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI I. R.	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI I. R.	LISTINO G.B.C.
1N1789A	3.700	1N3305	11.600	1EZ20T10	1.880
1N1790	3.120	1N3306	11.600	1EZ21T10	1.880
1N1790A	3.700	1N3307	11.600	1EZ22T10	1.880
1N1791	3.120	1N3308	11.600	1EZ24T10	1.880
1N1791A	3.700	1N3309	11.600	1EZ27T10	1.880
1N1792	3.120	1N3310	11.600	1EZ30T10	1.880
1N1792A	3.700	1N3311	11.600	1HY50	820
1N1792	3.120	1N3312	11.600	1HY100	1.220
1N1793A	3.700	1N3313	11.600	1Z3,3T5	2.810
1N1794	3.120	1N3314	11.600	1Z3,6T5	2.810
1N1794A	3.700	1N3315	11.600	1Z3,9T5	2.810
1N1795	3.120	1N3316	11.600	1Z4,3T5	2.810
1N1795A	3.700	1N3317	11.600	1Z4,7T5	2.810
1N1796	3.120	1N3318	11.600	1Z5,1T5	2.810
1N1796A	3.700	1N3319	11.600	1Z5,6T5	2.810
1N1797	3.120	1N3320	11.600	1Z6T5	2.810
1N1797A	3.700	1N3321	11.600	1Z6,2T5	2.810
1N1798	3.120	1N3322	11.600	1Z6,8T5	2.810
1N1798A	3.700	1N3323	11.600	1Z7,5T5	2.810
1N1799	3.120	1N3324	11.600	1Z8,2T5	2.810
1N1799A	3.700	1N3325	11.600	1Z9,1T5	2.810
1N1800	3.120	1N3326	11.600	1Z10T5	2.810
1N1800A	3.700	1N3327	11.600	1Z11T5	2.810
1N1801	3.120	1N3328	11.600	1Z12T5	2.810
1N1081A	3.700	1N3329	11.600	1Z13T5	2.810
1N1802	3.120	1N3330	11.600	1Z15T5	2.810
1N1802A	3.700	1N3331	11.600	1Z16T5	2.810
1N1809	9.620	1N3332	11.600	1Z18T5	2.810
1N1809A	11.600	1N3333	11.600	1Z20T5	2.810
1N1810	9.620	1N3334	11.600	1Z22T5	2.810
1N1810A	11.600	1N3335	11.600	1Z25T5	2.810
1N1811	9.620	1N3336	11.600	1Z27T5	2.810
1N1811A	11.600	1N3337	11.600	1Z30T5	2.810
1N1812	9.620	1N3338	11.600	1Z3,3T10	2.290
1N1812A	11.600	1N3339	11.600	1Z3,6T10	2.290
1N1813	9.620	1N3340	11.600	1Z3,9T10	2.290
1N1813A	11.600	1EZ3,3T10	1.880	1Z4,3T10	2.290
1N1814	9.620	1EZ3,6T10	1.880	1Z4,7T10	2.290
1N1814A	11.600	1EZ3,9T10	1.880	1Z5,6T10	2.290
1N1815	9.620	1EZ4,3T10	1.880	1Z6,8T10	2.290
1N1815A	11.600	1EZ4,7T10	1.880	1Z8,2T10	2.290
1N2373	6.580	1EZ5,6T10	1.880	1Z10T10	2.290
1N2375	12.350	1EZ6,8T10	1.880	1Z11T10	2.290
1N2376	13.510	1EZ8,2T10	1.880	1Z12T10	2.290
1N2377	16.200	1EZ10T10	1.880	1Z15T10	2.290
1N2378	17.360	1EZ11T10	1.880	1Z18T10	2.290
1N2379	28.520	1EZ12T10	1.880	1Z20T10	2.290
1N2380	34.640	1EZ15T10	1.880	1Z21T10	2.290
1N2381	57.760	1EZ18T10	1.880	1Z22T10	2.290

SEMICONDUTTORI I. R.	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI I. R.	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI I. R.	LISTINO G.B.C.
1Z24T10	2.290	1ZC18T10	2.770	3Z18T5	4.540
1Z27T10	2.290	1ZC20T10	2.770	3Z20T5	4.540
1Z30T10	2.290	1ZC21T10	2.770	3Z22T5	4.540
1Z4,7T20	1.770	1ZC22T10	2.770	3Z24T5	4.540
1Z6,8T20	1.770	1ZC24T10	2.770	3Z27T5	4.540
1Z12T20	1.770	1ZC27T10	2.770	3Z30T5	4.540
1Z15T20	1.770	1ZC30T10	2.770	3Z3,9T10	3.840
1Z10T20	1.770	2AF05NPP	880	3Z4,7T10	3.840
1Z18T20	1.770	2AF1NPP	900	3Z5,6T10	3.840
1Z22T20	1.770	2AF1RPP	900	3Z6,8T10	3.840
1Z24T20	1.770	2AF2NPP	1.080	3Z8,2T10	3.840
1Z27T20	1.770	2AF2RPP	1.080	3Z10T10	3.840
1ZC3,3T5	3.420	2AF4NPP	1.390	3Z12T10	3.840
1ZC3,6T5	3.420	2E1	380	3Z15T10	3.840
1ZC3,9T5	3.420	2E2	460	3Z18T10	3.840
1ZC4,3T5	3.420	2E4	630	3Z22T10	3.840
1ZC4,7T5	3.420	2E6	730	3Z27T10	3.840
1ZC5,1T5	3.420	3F10	1.400	3Z4,7T20	3.160
1ZC5.6T5	3.420	3F20	1.600	3Z6,8T20	3.160
1ZC6T5	3.420	3F40	1.840	3Z10T20	3.160
1ZC6,2T5	3.420	3F60	2.630	3Z15T20	3.160
1ZC6,8T5	3.420	3F80	3.840	3Z22T20	3.160
1ZC7,5T5	3.420	3F100	4.540	4AF05NPP	900
1ZC8,2T5	3.420	3RC5	8.890	4AF1NPP	1.080
1ZC9,1T5	3.420	3RC10	10.820	4AF1RPP	1.080
1ZC10T5	3.420	3RC20	16.590	4AF2NPP	1.250
1ZC11T5	3.420	3RC40	25.820	4AF2RPP	1.250
1ZC12T5	3.420	3RC50	33.060	4AF4NPP	1.420
1ZC13T5	3.420	3RC60	42.330	5A2	940
1ZC15T5	3.420	3RC80	48.500	5A4	1.080
1ZC16T5	3.420	3RC100	82.770	5A6	1.250
1ZC18T5	3.420	3Z3,3T5	4.540	5A8	1.770
1ZC20T5	3.420	3Z3,6T5	4.540	5A10	2.120
1ZC22T5	3.420	3Z3,9T5	4.540	5E1	420
1ZC25T5	3.420	3Z4,3T5	4.540	5E2	490
1ZC27T5	3.420	3Z4,7T5	4.540	5E4	730
1ZC30T5	3.420	3Z5,1T5	4.540	5E6	800
1ZC3,3T10	2.770	3Z5,6T5	4.540	5RC5	10.050
1ZC3,6T10	2.770	3Z6,2T5	4.540	5RC10	11.600
1ZC3,9T10	2.770	3Z6,8T5	4.540	5RC20	18.130
1ZC4,3T10	2.770	3Z7,5T5	4.540	5RC40	29.290
1ZC4,7T10	2.770	3Z8,2T5	4.540	5RC50	47.000
1ZC5,6T10	2.770	3Z9,1T5	4.540	5RC60	53.140
1ZC6,8T10	2.770	3Z10T5	4.540	5RC80	56.220
1ZC8,2T10	2.770	3Z11T5	4.540	5RC100	75.080
1ZC10T10	2.770	3Z12T5	4.540	6F10	1.770
1ZC11T10	2.770	3Z13T5	4.540	6F20	2.290
1ZC12T10	2.770	3Z15T5	4.540	6F40	2.980
1ZC15T10	2.770	3Z16T5	4.540	6F60	3.840

SEMICONDUTTORI I. R.	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI I. R.	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI I. R.	LISTINO G.B.C.
6F80	5.580	10Z18T5	6.970	25G40	8.510
6F100	7.000	10Z20T5	6.970	25G50	9.280
10B1	960	10Z22T5	6.970	25G60	10.480
10B2	1.080	10Z24T5	6.970	25G80	13.120
10B3	1.300	10Z27T5	6.970	25G100	16.240
10B4	1.460	10Z30T5	6.970	25HS	7.740
10B5	1.620	10Z3,9T10	5.920	35RE60	227.100
10B6	1.700	10Z4,7T10	5.920	35RE70	246.300
10B8	2.080	10Z5,6T10	5.920	35RE80	265.600
10B10	2.800	10Z6,8T10	5.920	35RE90	274.700
10C1	650	10Z8,2T10	5.920	35RE100	307.900
10C2	770	10Z10T10	5.920	35RE110	338.700
10C3	880	10Z12T10	5.920	35RE120	384.900
10C4	1.000	10Z15T10	5.920	35RE130	500.300
10C5	1.120	10Z18T10	5.920	41HF5	1.770
10C6	1.200	10Z22T10	5.920	41HF10	1.950
10C8	1.430	10Z27T10	5.920	41HF20	2.290
10C10	1.920	10Z30T10	5.920	41HF30	2.730
10D1	880	104,7T20	4.890	41HF40	3.190
10D2	1.010	10Z6,8T20	4.890	41HF60	3.700
10D4	1.180	10Z10T20	4.890	41HF80	4.270
10D6	1.560	10Z12T20	4.890	41HF100	5.460
10D8	2.190	10Z15T20	4.890	45L5	9.040
10D10	2.670	10Z22T20	4.890	45L10	11.640
10RC5	13.900	10Z30T20	4.890	45L20	17.360
10RC10	14.660	12F10	2.120	45L30	20.820
10RC20	20.440	12F20	2.460	45L40	24.280
10RC40	34.670	12F40	3.490	45L50	26.710
10RC50	47.000	12F60	4.200	45L60	31.210
10RC60	56.220	12F80	5.920	45L80	41.450
10RC80	60.450	12F100	7.660	45L100	50.260
10RC100	82.770	16F10	3.490	45L120	62.380
10Z3,3T5	6.970	16F20	5.920	45LS	17.360
10Z3,6T5	6.970	16F40	10.430	70U5	19.280
10Z3,9T5	6.970	16F60	13.940	70U10	23.130
10Z4,3T5	6.970	16F80	18.900	70U20	26.210
10Z4,7T5	6.970	16F100	23.510	70U30	29.000
10Z5,6T5	6.970	16RC5	16.200	70U40	32.750
10Z6,2T5	6.970	16RC10	17.360	70U50	34.720
10Z6,8T5	6.970	16RC20	23.510	70U60	42.700
10Z7,5T5	6.970	16RC40	42.370	70U80	50.030
10Z8,2T5	6.970	16RC50	53.910	70U100	59.700
10Z9,1T5	6.970	16RC60	59.700	70U120	77.000
10Z10T5	6.970	16RC80	71.230	70US	26.980
10Z11T5	6.970	16RC100	92.400	71RC10	76.230
10Z12T5	6.970	25G5	5.460	71RC20	89.650
10Z13T5	6.970	25G10	5.800	71RC40	142.400
10Z15T5	6.970	25G20	7.740	71RC50	165.500
10Z16T5	6.970	25G30	8.120	71RC60	204.000

I. R.

SEMICONDUTTORI I. R.	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI I. R.	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI I. R.	LISTINO G.B.C.
71RC70	230.900	150RC10	165.500	150RE110	687.800
71RC80	296.350	150RC20	180.900	150RE120	781.200
71RE60	292.500	150RC40	250.150	150RE130	908.200
71RE70	315.600	150RC50	292.500	200WAR80	96.250
71RE80	338.700	150RC60	342.500	200WAR100	100.100
71RE90	361.800	150RC70	396.400	200WAR120	119.350
71RE100	384.850	150RE80	458.000	200WAR140	146.350
71RE120	469.500	150RE90	531.100	200WAR160	192.500
71RE130	592.650	150RE100	604.200		

MISTRAL

SEMICONDUTTORI MISTRAL	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI MISTRAL	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI MISTRAL	LISTINO G.B.C.
AF106	2.610	SFR253	1.560	SFT320	660
AF109	3.650	SFR254	1.850	SFT321	520
AF139	2.400	SFR264	1.150	SFT322	540
AF200	1.580	SFT162	1.400	SFT323	560
AF201	1.470	SFT163	1.400	2*SFT323	1.160
AF202	1.650	SFT212	2.160	SFT325	730
BF108	2.460	2*SFT212	4.320	2*SFT325	1.460
BF140	1.990	SFT213	2.160	SFT337	630
BF169	1.580	2*SFT213	4.320	SFT343	730
CL19K	4.470	SFT214	3.120	SFT351	520
PHG1	4.270	SFT239	3.350	SFT352	540
PHG2	4.960	SFT240	4.850	SFT353	560
SFD104	230	SFT250	3.120	SFT357	1.200
SFD106	230	SFT265	6.970	SFT358	1.260
SFD107	200	SFT266	8.120	SFT367	930
SFD108	230	SFT267	8.890	SFT377	1.040
SFD110	230	SFT306	540	SFT714	1.160
SFD112	200	SFT307	560	1N645	1.150
SFD115	230	SFT308	580	1N646	1.210
SFR250	540	SFT316	960	1N647	1.420
SFR251	1.200	SFT317	690	1N1581	3.420
SFR252	1.310	SFT319	630	1N1582	3.890

I transistor elencati in queste pagine sono reperibili presso tutti i punti dell'organizzazione G.B.C. in Italia. Molti si trovano disponibili a magazzino, altri sono approvvigionabili su ordinazione.
IMPORTANTE: La tecnica dei transistor è in evoluzione continua, perciò è possibile ogni variazione di stock.

SEMICONDUTTORI PHILIPS	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI PHILIPS	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI PHILIPS	LISTINO G.B.C.
A569	46.300	AF180	3.400	BCY32	4.660
A570	37.000	AF181	3.100	BCY33	2.500
AA119	300	AF185	1.900	BCY34	2.960
2*AA119	600	AF186/81	3.500	BCY38	4.120
AAY11	320	AF186/82	3.500	BCY39	5.390
AAY21	350	AF186/83	3.500	BCY40	5.270
AAY30	450	AF186/84	3.500	BCY55	18.000
AAY32	450	AFY19	6.020	BCY56	2.120
AAY33	500	AFZ12	3.030	BCY57	3.000
AAY34	191.600	ASY26	730	BCZ10	2.130
AAZ12	1.820	ASY27	960	BCZ11	2.700
AAZ13	1.120	ASY28	730	BCZ12	2.310
AAZ15	530	ASY29	960	BCZ13	3.450
AAZ17	350	ASY31	1.330	BCZ14	3.930
AAZ18	500	ASY32	1.530	BDY10	9.020
AC107	1.350	ASY73	1.530	BDY11	11.400
AC125	860	ASY74	1.930	BF109	3.200
AC126	880	ASY75	2.400	BF115	2.000
AC127	930	ASY76	1.030	BF167	1.600
AC127/AC128	1.950	ASY77	1.930	BF173	1.600
AC127/AC132	1.900	ASY80	1.330	BF177	2.800
AC128	910	ASZ15	2.130	BF178	3.000
2*AC128	1.820	ASZ16	4.100	BF184	1.600
AC130	2.700	ASZ17	2.700	BF185	1.600
AD139	1.900	ASZ18	1.950	BF194	1.500
2*AD139	3.800	ASZ20	1.830	BF195	1.500
AD149	1.800	ASZ21	3.030	BFX47	10.500
2*AD149	3.600	ASZ23	4.250	BFY10	4.250
AD161/AD162	4.800	ATZ10	8.000	BFY11	4.640
ADY26	11.600	AU103	10.000	BFY44	15.580
ADZ11	7.430	AU104	10.500	BFY50	2.350
ADZ12	8.210	AUY10	9.620	BFY51	2.040
AF102	2.000	BA100	900	BFY52	2.190
AF114	1.400	BA102	950	BFY55 = 2N2297	2.960
AF114P	1.960	BA109	1.350	BFY67 = 2N1613	1.970
AF115	1.380	BA114	860	BFY68 = 2N1711	2.700
AF115P	1.850	BAY32	730	BFY70	12.000
AF116	1.000	BAY33	810	BFY90	12.350
AF116P	1.350	BAY38	870	BLY14	18.500
AF117	930	BAY39	1.740	BLY17	59.900
AF117P	1.210	BAY66	24.000	BLY19	67.270
AF118	1.400	BAY96	28.850	BLY20	53.900
AF121	1.850	BC107	1.520	BLY21	69.300
AF124	1.350	BC108	1.430	BPY10	4.250
AF125	1.320	BC109	1.500	BPY15	9.020
AF126	1.100	BCY10	3.300	BSX21	1.420
AF127	1.000	BCY11	3.630	BSX44/2	3.120
AF178	2.700	BCY12	3.630	BSX59	12.350
AF179	3.400	BCY31	4.040	BSX60	7.120

PHILIPS

SEMICONDUTTORI PHILIPS	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI PHILIPS	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI PHILIPS	LISTINO G.B.C.
BSX61	2.500	BTY95/400R	91.240	BYX15	22.660
BSY10	4.250	BTY95/500R	105.780	BYX16	22.660
BSY11	4.640	BTY95/600R	121.020	BYX21/100	1.420
BSY38	1.080	BTY95/700R	151.270	BYX21/100A	2.250
BSY39	1.180	BTY95/800R	192.130	BYX21/100R	1.420
BSY40	4.500	BTY99/100R	72.110	BYX21/100RA	2.250
BSY41	5.740	BTY99/200R	84.540	BYX21/200	1.950
BTX12/100R	32.360	BTY99/300R	98.400	BYX21/200A	2.780
BTX12/200R	39.520	BTY99/400R	113.170	BYX21/200R	1.950
BTX12/300R	44.600	BTY99/500R	128.640	BYX21/200RA	2.780
BTX12/400R	50.370	BTY99/600R	146.880	BYX28/200	2.190
BTX12/500R	57.760	BTY99/700R	187.050	BYX28/200A	3.020
BTX12/600R	67.230	BTY99/800R	237.850	BYX28/200R	2.190
BTX13/100R	36.980	BY100	1.200	BYX28/200RA	3.020
BTX13/200R	42.290	BY100*	1.220	BYX28/400	2.800
BTX13/300R	48.060	BY114	850	BYX28/400A	3.640
BTX13/400R	54.300	BY114*	870	BYX28/400R	2.800
BTX13/500R	64.450	BY118	3.000	BYX28/400RA	3.640
BTX13/600R	74.960	BY122	2.900	BYX32/200	27.630
BTY79	6.850	BY123	3.000	BYX32/400	29.340
BTY79/100R	6.850	BY126	850	BYX32/600	33.900
BTY79/200R	9.620	BY127	1.200	BYX32/800	36.960
BTY79/300R	11.580	BYX10	1.000	BYX32/1000	41.600
BTY79/400R	13.730	BYX11	1.540	BYX32/1200	52.000
BTY79/500R	15.160	BYX12	7.230	BYX32/1600	69.300
BTY79/600R	16.850	BYX13/400	7.430	BYX33/200	55.220
BTY79/700R	18.280	BYX13/400R	7.430	BYX33/400	60.530
BTY79/800R	23.100	BYX13/600	7.740	BYX33/600	70.850
BTY80	9.620	BYX13/600R	7.740	BYX33/800	79.230
BTY81	13.730	BYX13/800	8.400	BYX33/1000	89.310
BTY87/100R	13.500	BYX13/800R	8.400	BYX33/1200	96.050
BTY87/200R	14.700	BYX13/1000	9.890	BYX33/1600	127.000
BTY87/300R	19.250	BYX13/1000R	9.890	BYY10	1.930
BTY87/400R	23.090	BYX13/1200	12.270	BYY15	10.800
BTY87/500R	28.440	BYX13/1200R	12.270	BYY16	10.800
BTY87/600R	35.360	BYX13/1600	15.390	BYY22	7.060
BTY87/700R	46.180	BYX13/1600R	15.390	BYY23	7.060
BTY87/800R	61.450	BYX14/400	35.590	BYY24	7.960
BTY91/100R	15.390	BYX14/400R	35.590	BYY25	7.960
BTY91/200R	19.250	BYX14/600	43.140	BYY67	7.520
BTY91/300R	23.820	BYX14/600R	43.140	BYY68	7.520
BTY91/400R	29.360	BYX14/800	50.840	BYY69	9.740
BTY91/500R	35.360	BYX14/800R	50.840	BYY70	9.740
BTY91/600R	43.210	BYX14/1000	58.530	BYY71	11.550
BTY91/700R	55.450	BYX14/1000R	58.530	BYY71S	14.600
BTY91/800R	67.230	BYX14/1200	69.760	BYY72	11.550
BTY95/100R	54.990	BYX14/1200R	69.760	BYY72S	14.600
BTY95/200R	64.450	BYX14/1600	87.540	BYY73	9.810
BTY95/300R	78.770	BYX14/1600R	87.540	BYY74	9.810

*Brimar

SEMICONDUTTORI PHILIPS	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI PHILIPS	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI PHILIPS	LISTINO G.B.C.
BYY75	15.400	BZY91/C27	16.500	BZZ24	2.350
BYY76	15.400	BZY91/C30	16.500	BZZ25	2.350
BYY77	17.700	BZY91/C33	16.500	BZZ26	2.350
BYY78	17.700	BZY91/C36	16.500	BZZ27	2.350
BYZ10	5.300	BZY91/C39	16.500	BZZ28	2.350
BYZ11	3.780	BZY91/C43	16.500	BZZ29	2.350
BYZ12	2.460	BZY91/C47	16.500	MC4/BYX20/200	
BYZ13	2.000	BZY91/C51	16.500	P16	10.950
BYZ14	9.160	BZY91/C56	16.500	MC4/BYX20/200	
BYZ15	9.160	BZY91/C62	16.500	P24	12.100
BYZ16	5.300	BZY91/C68	16.500	MC4/BYX20/200	
BYZ17	3.780	BZY91/C75	16.500	P32	15.460
BYZ18	2.460	BZY95/C9V1	2.130	ME209	12.350
BYZ19	2.000	BZY95/C10	2.130	ME214	9.270
BZ100	1.030	BZY95/C11	2.130	MOST	30.800
BZY56	1.030	BZY95/C12	2.130	N83BAY	700
BZY57	1.030	BZY95/C13	2.130	OA31	3.600
BZY58	1.030	BZY95/C15	2.130	OA70	230
BZY59	1.030	BZY95/C16	2.130	OA72	280
BZY60	1.030	BZY95/C18	2.130	2*OA72	560
BZY61	1.030	BZY95/C20	2.130	OA73	270
BZY62	1.030	BZY95/C22	2.130	OA79	270
BZY63	1.030	BZY95/C24	2.130	2*OA79	540
BZY64	640	BZY95/C27	2.130	OA81	230
BZY65	640	BZY95/C30	2.130	OA85	240
BZY66	640	BZY95/C33	2.130	OA90	300
BZY67	640	BZY95/C36	2.130	OA91	300
BZY68	640	BZY95/C39	2.130	OA95	270
BZY69	640	BZY95/C43	2.130	OA200	520
BZY78	3.890	BZY95/C47	2.130	OA202	600
BZY88/C4V7	1.120	BZY95/C51	2.130	OA205	380
BZY88/C5V1	1.120	BZY95/C56	2.130	OA206	730
BZY88/C5V6	1.120	BZY95/C62	2.130	OA211	1.650
BZY88/C6V2	1.120	BZY95/C68	2.130	OAP12	2.400
BZY88/C6V8	1.120	BZY96/C5V6	2.130	OAZ200	1.030
BZY88/C7V5	1.120	BZY96/C6V2	2.130	OAZ201	1.030
BZY88/C8V2	1.120	BZY96/C6V8	2.130	OAZ202	1.030
BZY88/C9V1	1.120	BZY96/C7V5	2.130	OAZ203	1.030
BZY88/C12	1.120	BZY96/C8V2	2.130	OAZ204	1.030
BZY91/C10	16.500	BZZ14	2.350	OAZ205	1.030
BZY91/C11	16.500	BZZ15	2.350	OAZ206	1.030
BZY91/C12	16.500	BZZ16	2.350	OAZ207	1.030
BZY91/C13	16.500	BZZ17	2.350	OAZ208	640
BZY91/C15	16.500	BZZ18	2.350	OAZ209	640
BZY91/C16	16.500	BZZ19	2.350	OAZ210	640
BZY91/C18	16.500	BZZ20	2.350	OAZ211	640
BZY91/C20	16.500	BZZ21	2.350	OAZ212	640
BZY91/C22	16.500	BZZ22	2.350	OAZ213	640
BZY91/C24	16.500	BZZ23	2.350	OC22	3.870

PHILIPS

SEMICONDUTTORI PHILIPS	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI PHILIPS	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI PHILIPS	LISTINO G.B.C.
OC23	4.830	1N3604	870	2N1309	1.340
OC24	4.470	1N4009	640	2N1420	1.730
OC27	3.100	2N696	1.500	2N1613	2.430
OC30	2.430	2N697	1.730	2N2218	3.120
OC44	1.100	2N706	1.330	2N2219	3.490
OC45	1.100	2N706A	880	2N2297	4.660
OC57	2.000	2N708	1.200	2N2368 = BSX19	1.370
OC58	2.000	2N709	2.650	2N2369 = BSX20	1.580
OC59	2.000	2N743	1.200	2N2369A	2.120
OC60	2.000	2N744	1.320	2N2410	2.650
OC70	800	2N914	1.350	2N2411	4.650
OC71	900	2N918	8.740	2N2412	5.890
OC72	950	2N929	1.950	2N2483	6.240
2*OC72	1.900	2N930	2.670	2N2484	7.550
OC76	810	2N1100	9.880	2N2569	21.600
OC122	2.320	2N1302	640	2N2570	15.400
OC123	2.320	2N1303	640	2N2857	12.480
OC139	1.600	2N1304	830	2N3252	7.270
OC170	1.000	2N1305	830	2N3570	124.800
OC171	1.400	2N1306	1.060	2N3571	73.920
OCP70	2.430	2N1307	1.060	2N3572	24.960
PDM2	46.200	2N1308	1.340	40809	5.460
1N914	700				

RAYTHEON

SEMICONDUTTORI RAYTHEON	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI RAYTHEON	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI RAYTHEON	LISTINO G.B.C.
TR02	550	1EB10A	1.650	2N395	950
TR05	630	1EB20A	1.770	2N396	1.140
TR11	810	1EB30A	1.920	2N397	1.970
TR22	1.400	1EB40A	2.000	2N404	1.200
Y360	610	1EB50A	2.120	2N482	660
Y362	610	1EB60A	2.230	2N483	710
Y485	610	1EB70A	2.380	2N484	990
1EA10A	1.060	1EB80A	2.620	2N485	710
1EA20A	1.200	1EB100A	2.850	2N486	990
1EA30A	1.310	1EB120A	3.890	2N632	620
1EA40A	1.450	1N82A	1.960	2N633	620
1EA50A	1.560	1N3064	2.450	2N658	2.730
1EA60A	1.710	1N3728	3.930	2N659	2.730
1EA70A	1.850	2N360	710	2N660	2.400
1EA80A	1.940	2N361	660	2N661	2.730
1EA100A	2.460	2N362	710	2N662	2.400
1EA120A	3.040	2N363	660	2N697	2.730

RAYTHEON

SEMICONDUTTORI RAYTHEON	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI RAYTHEON	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI RAYTHEON	LISTINO G.B.C.
2N699	4.800	2N1305	1.200	2N1893	7.000
2N706	2.440	2N1307	1.280	2K360	1.240
2N708	3.500	2N1309	2.010	2K362	990
2N914	6.200	2N1613	4.270	2K483	1.240
2N918	15.740	2N1711	4.850	2K485	1.490
2N1303	990	2N1890	8.700		

S.G.S.

SEMICONDUTTORI S.G.S.	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI S.G.S.	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI S.G.S.	LISTINO G.B.C.
AA0014	8.700	BF159	3.480	BFY77	2.840
AF10	14.190	BF160	3.400	BFY78	6.050
BA128	950	BF161	7.380	BFY79	9.460
BA129	1.170	BF162	3.590	BFY81	16.550
BA130	870	BF163	3.220	BFY82	18.920
BAY71	1.420	BF164	3.220	BFY83	14.190
BAY72	1.470	BF165	2.840	BFY84	28.380
BAY73	1.500	BF166	5.300	BLY25	66.220
BAY74	1.780	BF174	5.100	BLY26	56.760
BAY82	4.860	BF175	4.160	BPY60	11.820
BC113	2.460	BF176	3.700	BRY23	4.730
BC114	3.590	BFX17	6.050	BRY24	5.100
BC115	2.570	BFX18	6.050	BRY25	6.810
BC116	3.480	BFX19	6.810	BRY26	21.270
BC117	3.030	BFX20	8.320	BRY28	4.540
BC118	2.080	BFX21	9.460	BRY29	5.100
BC119	3.590	BFX31	12.490	BRY30	6.430
BC120	3.590	BFX34	11.820	BRY31	18.920
BC125	3.030	BFX35	6.510	BSX12	8.270
BC126	3.480	BFX37	7.090	BSX26	2.460
BC127	7.570	BFX38	7.090	BSX27	2.970
BC128	7.570	BFX39	11.820	BSX28	2.270
BC132	2.080	BFX40	10.180	BSX29	2.610
BC134	3.220	BFX41	8.270	BSX30	4.150
BC139	4.730	BFX42	23.650	BSX31	16.550
BD112	9.080	BFX48	4.730	BSX32	6.510
BD113	7.190	BFY56	2.570	BSX34	24.600
BF152	3.590	BFY57	3.560	BSX35	3.920
BF153	2.840	BFY63	4.970	BSX39	2.610
BF154	3.590	BFY64	5.860	BTX52	5.300
BF155	7.000	BFY72	5.490	BTX53	6.050
BF156	3.590	BFY74	2.460	BTX54	8.320
BF157	4.160	BFY75	2.460	BTX55	29.510
BF158	3.030	BFY76	2.460	BTX57	4.910

S.G.S.

SEMICONDUTTORI S.G.S.	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI S.G.S.	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI S.G.S.	LISTINO G.B.C.
BTX58	5.300	FA2003	9.460	UX59 904 29P	
BTX59	7.380	FA2004	9.460	(TO-5)	10.970
BTX60	23.650	FA2005	9.460	UX59 905 29P	
BU100	10.220	FA2006	9.460	(TO-5)	18.160
BZX10	1.320	FA2007	9.460	UX59 907 29P	
BZX11	1.320	FA2008	9.460	(TO-5)	8.890
BZX12	1.320	FA2009	9.460	UX59 908 29P	
BZX13	1.320	FA2010	9.460	(TO-5)	13.240
BZX14	1.320	FA2011	9.460	UX59 909 29P	
BZX15	1.320	FA4000	19.670	(TO-5)	12.110
BZX16	1.320	FA4001	19.670	UX59 910 29P	
BZX17	1.320	FA4002	19.670	(TO-5)	8.890
BZX18	1.320	FA4003	19.670	UX59 911 29P	
BZX19	1.320	FA4004	19.670	(TO-5)	8.890
BZX20	1.320	FA4005	19.670	UX59 912 29P	
BZX21	1.320	FA4006	19.670	(TO-5)	11.350
BZX22	1.320	FA4007	19.670	UX59 913 29P	
BZX23	1.320	FA4008	19.670	(TO-5)	29.890
BZX24	1.320	FA4009	19.670	UX59 914 29P	
BZX25	1.320	FA4010	19.670	(TO-5)	8.890
BZX26	1.320	FA4011	19.670	UX59 915 29P	
BZX27	1.320	FCT1021	82.350	(TO-5)	11.160
C111E	2.460	FCT1022	41.130	UX59 921 29P	
C400	1.890	FCT1025	20.580	(TO-5)	8.890
C407	1.510	FCT1035	154.380	UX 59 926 29P	
C420	2.190	FCT1121	102.920	(TO-5)	17.970
C424	1.440	FCT1122	61.750	UX59 927 29P	
C425	2.760	FCT1125	25.730	(TO-5)	12.300
C426	1.890	FCT1135	205.850	UX59 974 29P	
C434	6.510	FD100	2.460	(TO-5)	17.970
C444	2.730	FD200	3.220	UX57 709 39X	
C450	1.360	FD300	3.590	(TO-5)	55.810
CP400	4.730	FD600	4.920	UX57 710 39X	
CP401	5.200	FD700	12.100	(TO-5)	20.620
CP402	5.920	FD777	6.810	UX47 710 39X	
CP403	5.200	FI100	18.920	(TO-5)	67.170
CP404	5.920	FI0049	30.270	UX57 711 39X	
CP405	6.510	P20	7.090	(TO-5)	81.920
CP406	5.920	P346A	1.590	UX57 712 39X	
CP407	5.200	SC50	3.780	(TO-5)	35.960
CP408	4.260	SC51	4.540	UX47 712 39X	
CP409	5.920	SC60	3.780	(TO-5)	76.630
EA403	830	SC61	3.780	VA0002	7.950
EB383	950	UX59 900 29P		V205	3.310
EC401	950	(TO-5)	8.320	V405A	1.890
EC402	870	UX59 902 29P		V410	3.600
FA2000	9.460	(TO-5)	13.810	V435	1.440
FA2001	9.460	UX59 903 29P		ZE6V9	980
FA2002	9.460	(TO-5)	7.570	ZE9V1	980

SEMICONDUTTORI S.G.S.	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI S.G.S.	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI S.G.S.	LISTINO G.B.C.
ZE12V7	980	2N995	7.570	2N2368	3.590
ZE17V2	980	2N996	12.100	2N2639	3.780
ZE23V	980	2N999	25.920	2N2452	28.380
ZE31V	980	2N1613	1.890	2N2483	4.730
2C415	8.870	2N1711	2.270	2N2484	6.050
2C425	9.550	2N1889	4.540	2N2894	5.300
2C444	9.460	2N1890	5.600	2N3108	7.950
2C111	8.170	2N1893	3.700	2N3137	8.140
2N696	1.850	2N1983	3.690	2N3502	9.460
2N697	1.890	2N1984	3.290	2N3503	13.240
2N698	4.920	2N1985	2.930	2N3504	9.460
2N699	3.580	2N1990	2.460	2N3505	13.240
2N706	1.230	2N2049	8.310	2N4026	11.820
2N708	1.700	2N2217	5.670	2N4033	17.750
2N709	5.860	2N2218	5.670	2V205	11.950
2N914	2.840	2N2219	6.810	2V438	11.820
2N915	4.540	2N2220	5.670	3N87	28.150
2N918	7.570	2N2221	5.670	3N88	23.460
2N930	3.220	2N2222	6.810		

SIEMENS

SEMICONDUTTORI SIEMENS	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI SIEMENS	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI SIEMENS	LISTINO G.B.C.
AA113	320	AC153K VII	1.320	AD131 IV V	3.450
AA116	320	AC153/AC176	2.480	AD132 III	4.710
AA117	350	AC153/AC176K	2.880	AD132 IV	5.400
AA118	390	AC162	800	AD132 V	6.230
AA119	390	AC163	950	AD133 III	4.070
AAY15	860	AC176	1.460	AD133 IV	4.340
AAY27	440	AC176K	1.520	AD136 III IV	3.630
AC120	880	AC187	1.380	AD136 V	3.780
AC121 IV V	1.050	AC187K	1.480	AD148 IV V	2.170
AC121 VI	1.020	AC188	1.210	AD149 IV V	3.160
AC121 VII	1.080	AC188K	1.280	AD150 IV V	2.780
AC127	1.110	AC187/AC188K	2.860	AD162 V VI	1.900
AC127/AC152	2.240	ACY23 V	1.380	AD162 VII	1.970
AC151 IV V	870	ACY23 VI	1.500	AD163 II	5.650
AC151 VI	910	ACY32 V	1.500	AD163 III	6.270
AC151 VII	1.000	ACY32 VI	1.680	AD163 IV	7.310
AC152 IV V	1.040	ACY33 V VI	1.680	ADY27 IV	4.730
AC152 VI	1.080	ACY33 VII	1.870	ADY27 V	4.930
AC153 V VI	1.160	AD130 III	2.700	AF106	2.050
AC153 VII	1.240	AD130 IV V	2.740	AF109	3.040
AC153K V VI	1.260	AD131 III	3.160	AF118	1.760

SIEMENS

SEMICONDUTTORI SIEMENS	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI SIEMENS	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI SIEMENS	LISTINO G.B.C.
AF124	1.450	BAY46	1.160	BZY83/C24V5	2.240
AF125	1.350	BC121	1.380	BZY83/D1	860
AF126	1.200	BC122	1.520	BZY83/D5V6	1.420
AF127	1.160	BC123	1.760	BZY83/D6V8	1.420
AF139	2.400	BCY58	1.660	BZY83/D8V2	1.420
AF200	1.850	BCY59	1.850	BZY83/D10	1.420
AF201	1.540	BD109	6.000	BZY83/D12	1.420
AF202	2.170	BDY12	7.620	BZY83/D15	1.640
AFY11	7.620	BDY13	10.360	BZY83/D18	1.640
AFY12	2.720	BF110	2.480	BZY83/D22	1.640
AFY16	4.520	BFY33	2.280	BZY85/C4V7	1.430
AFY18	5.950	BFY34	2.450	BZY85/C5V1	1.430
AFY34	59.700	BFY45	2.280	BZY85/C5V6	1.430
AFY37	7.920	BFY46	2.810	BZY85/C6V2	1.430
AFY39	2.900	BFY99	22.060	BZY85/C6V8	1.430
ASY26	1.260	BLY22	58.840	BZY85/C7V5	1.430
ASY27	1.660	BP100	2.740	BZY85/C8V2	1.430
ASY48 IV	1.790	BPY11	4.090	BZY85/C9V1	1.430
ASY48 V	2.010	BPY43	4.710	BZY85/C10	1.430
ASY70 IV	1.500	BPY44	6.730	BZY85/C11	1.430
ASY70 V	1.660	BPY45	10.120	BZY85/C12	1.430
ASY70 VI	1.890	BRY20	6.230	BZY85/C13V5	1.430
AUY18 III	4.450	BSY17	2.110	BZY85/C15	1.430
AUY18 IV	5.190	BSY18	2.450	BZY85/C16V5	1.430
AUY18 V	6.230	BSY34	6.670	BZY85/C18	1.430
AUY19 III	4.530	BSY58	4.530	BZY85/C20	1.430
AUY19 IV V	5.000	BSY62	2.110	BZY85/C22	1.430
AUY20 III	6.160	BSY63	2.480	BZY85/C24V5	1.430
AUY20 IV	6.810	BUY12	24.140	BZY85/D1	860
AUY20 V	8.000	BUY13	17.280	BZY85/D5V6	1.300
AUY21 II III	4.860	BY116	810	BZY85/D6V8	1.300
AUY21 IV	5.600	BY250	1.000	BZY85/D8V2	1.300
AUY22 II III	6.270	BZY83/C4V7	1.600	BZY85/D10	1.300
AUY29 III	4.750	BZY83/C5V1	1.600	BZY85/D12	1.300
AUY29 IV	5.230	BZY83/C5V6	1.600	BZY85/D15	1.300
AUY34 II	6.690	BZY83/C6V2	1.600	BZY85/D18	1.300
AUY34 III	7.520	BZY83/C6V8	1.600	BZY85/D22	1.300
AUY34 IV	8.870	BZY83/C7V5	1.600	Q610	4.520
BA103	860	BZY83/C8V2	1.600	TF78/30 III IV	3.550
BA104	1.300	BZY83/C9V1	1.600	TF78/30 V	4.190
BA105	1.760	BZY83/C10	1.600	TF78/60 II	4.190
BA108	1.160	BZY83/C11	1.600	TF78/60 III IV	4.510
BA120	1.160	BZY83/C12	1.600	TP50 0	6.790
BA127	670	BZY83/C13V5	1.900	TP50 I	10.120
BAY41	1.970	BZY83/C15	1.900	TP50 II	13.440
BAY42	2.250	BZY83/C16V5	1.900	TP51 0	3.200
BAY43	2.450	BZY83/C18	1.900	TP51 I	4.710
BAY44	730	BZY83/C20	2.240	TP 51 II	6.790
BAY45	860	BZY83/C22	2.240	TP60	12.090

SIEMENS

SEMICONDUTTORI SIEMENS	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI SIEMENS	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI SIEMENS	LISTINO G.B.C.
TP61	8.700	TU11/1	51.990	TU13/2	27.670
TU4	20.820	TU11/2	41.560	TU14/1	41.560
TU5	27.670	TU12/1	48.240	TU14/2	27.670
TU10/1	57.630	TU12/2	34.530	TU1B	51.990
TU10/2	44.920	TU13/1	41.560		

THOMSON

SEMICONDUTTORI THOMSON	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI THOMSON	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI THOMSON	LISTINO G.B.C.
AF117/THI117	610	1N70	150	2N1596	11.600
C6A	6.390	1N536	660	2N1613	2.400
C6E	11.000	1N537	660	2N1671A	8.500
C20A	6.200	1N538	700	2N1774	36.980
C20B	6.780	1N539	730	2N1777	63.530
C20D	12.350	1N540	770	2N1890	3.500
THI64	170	1N914	770	2N1893	3.310
THI64A	170	1N1095	780	2N1910	73.920
THI64B	170	1N1096	810	2N1912	99.320
THP46	1.580	1N1115	1.800	2N1916	132.800
TZ1,8	1.000	1N1116	1.800	2N2160	4.850
TZ2,3	1.000	1N1117	1.800	2N2713	1.280
TZ2,6	1.000	1N1118	2.160	2N2714	1.400
TZ3	1.000	1N3064	690	2N2923	1.200
TZ3,3	1.000	1N3604	730	2N2924	1.280
TZ3,6	1.000	2N187A	560	2N2925	1.360
TZ3,9	1.000	2N188A	620	2N2926	1.120
TZ4,3	1.000	2N192	570	2N3662	2.930
TZ4,7	1.000	2N241	620	2N3663	3.230
TZ5,6	920	2N324	730	10T2	850
TZ6,2	920	2N404	1.110	12T4	5.800
TZ7,5	920	2N508	810	16T4	12.350
TZ8,2	920	2N525	1.040	21R1	2.540
TZ9,1	920	2N526	1.110	21R2	5.240
TZ10	920	2N527	1.200	22R1	2.730
TZ11	920	2N685	30.060	22R2	5.240
TZ12	920	2N688	51.990	23R1	2.900
TZ13	920	2N690	66.610	23R2	5.620
TZ15	920	2N692	100.100	24R1	3.310
TZ16	920	2N696	2.400	24R2	6.000
TZ18	920	2N697	2.540	25R1	3.700
1J200	540	2N706	1.880	25R2	6.390
1J201	580	2N708	2.160	26R1	4.640
1J202	630	2N914	3.320	26R2	6.780
1N63	190	2N1595	8.500	104Z4	1.770

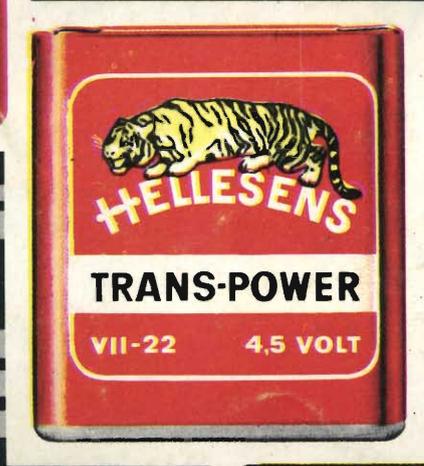
THOMSON

SEMICONDUTTORI THOMSON	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI THOMSON	LISTINO G.B.C.	SEMICONDUTTORI THOMSON	LISTINO G.B.C.
105Z4	1.770	114Z4	1.770	209Z4	2.730
106Z4	1.770	115Z4	1.770	210Z4	2.730
107Z4	1.770	146T1	2.540	211Z4	2.730
108Z4	1.770	204Z4	2.730	212Z4	2.730
109Z4	1.770	205Z4	2.730	214Z4	2.730
110Z4	1.770	206Z4	2.730	215Z4	2.730
111Z4	1.770	207Z4	2.730	987T1	620
112Z4	1.770	208Z4	2.730	990T1	660

ORGANIZZAZIONE DI VENDITA DEI PRODOTTI IN ITALIA

ANCONA - Via De Gasperi, 40
AOSTA - Via Guedoz, 2
AVELLINO - Via Tagliamento, 49 bis
BIELLA - Via Elvo, 16
BOLOGNA - Via G. Brugnoli, 1/A
BOLZANO - Piazza Cristo Re, 7
BRESCIA - Via G. Chiassi, 12/C
CAGLIARI - Via Manzoni, 21/23
CASERTA - Via Colombo, 13
CATANIA - Via M. R. Imbriani, 70
CINISELLO B. - Viale Matteotti, 66
CIVITANOVA M. - Via G. Leopardi, 12
COSENZA - Via A. Miceli, 31/A
CREMONA - Via del Vasto, 5
FERRARA - Via 25 Aprile, 99
FIRENZE - Viale Belfiore, 6-8-10/R
FIRENZE - Via G. Milanesi, 28/30
GENOVA - P.za J. Da Varagine, 7/8R
GENOVA - Via Borgoratti, 23/Ir
GORIZIA - Via Arcadi, 4/A
IMPERIA - Via F. Buonarroti
LA SPEZIA - Via Fiume, 18
LECCO - Via Don Pozzi, 1
LIVORNO - Via Della Madonna, 48
MACERATA - Via Spalato, 48
MANTOVA - Piazza Arche, 8
MESSINA - Piazza Duomo, 15
MESTRE - Via Cà Rossa, 21/B
MILANO - Via G. Cantoni, 7
MILANO - Via Petrella, 6
NAPOLI - Corso V. Emanuele, 700/A
NAPOLI - Via C. Porzio, 10A - 10B
NOVI LIGURE - Via Amendola, 25
PADOVA - Via Alberto da Padova
PALERMO - Piazza Castelnuovo, 48
PARMA - Via Alessandria, 7
PAVIA - Via G. Franchi, 10
PERUGIA - Via Bonazzi, 57
PESARO - Via Guido Postumo, 6
PESCARA - Via Messina, 18/20
PORDENONE - Piazza Duca D'Aosta
REGGIO E. - Viale M. S. Michele, 5/EF
RIMINI - Via Dario Campana, 8 A/B
ROMA - Viale dei Quattro Venti, 152/F
ROMA - Viale Carnale, 18/A/C/D/E
ROVIGO - Via Porta Adige, 25
S. REMO - Via Galileo Galilei, 5
TERNI - Via delle Portelle, 12
TORINO - Via Nizza, 34
TRAPANI - Via G. B. Fardella, 15
TRIESTE - Via Fabio Severo, 138
UDINE - Via Marangoni, 87/89
VERONA - V.lo Cieco del Parigino, 13
VICENZA - Contrà Mure Porta Nuova, 8

HELLESENS

HELLESENS
H-10
9 VOLT
Specially for
TRANSISTOR RADIO

for
transistor
radio

LA PRIMA FABBRICA DI PILE A SECCO DEL MONDO